

Faculdade de Ciências e Tecnologia  
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Jorge Filipe Santos Marques

ACCIONAMENTOS BASEADOS EM MOTORES DE  
RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADOS COM CAPACIDADE  
DE REGENERAÇÃO DE ENERGIA PARA VEÍCULOS  
ELÉCTRICOS/HÍBRIDOS

Julho de 2012



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra  
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

**Accionamentos Baseados em Motores De Relutância Variável  
Comutados com Capacidade de Regeneração de Energia Para  
Veículos Eléctricos/Híbridos**

**Júri:**

Professor Doutor José Manuel Fernandes Craveirinha (Presidente)

Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz (Orientador)

Professor Doutor António João Marques Cardoso (Orientador)

Professor Doutor Jaime Baptista dos Santos (Vogal)

Jorge Filipe Santos Marques

Coimbra-Portugal

2012

# Agradecimentos

*Na recta final de uma das mais importantes etapas da minha vida, posso afirmar convictamente que estes 5 anos de vida académica me marcarão positivamente para o resto da mesma. Apesar de todos os aspectos menos bons, foram imensas as situações e pessoas que contribuíram decisivamente para todas as caminhadas e desafios que a vida reserva.*

*Primeiramente, expresso os meus sinceros agradecimentos ao Professor Doutor António João Marques Cardoso, pela confiança transmitida e por me ter proporcionado excelentes condições para o desenvolvimento de todo o trabalho. Agradeço também pela participação no âmbito do projecto FaulTHEV como bolsheiro, onde tive a oportunidade de desenvolver este trabalho e aprender bastante.*

*Ao Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz pela disponibilidade oferecida na orientação desta dissertação.*

*À Professora Natália do Santos Gameiro por toda a paciência na minha orientação e enquadramento teórico bem como, pelo material disponibilizado que contribuiu para o desenvolvimento deste trabalho.*

*Ao Engenheiro Jorge Oliveira Estima por todos os valiosos conselhos e apoio prestado na realização dos ensaios experimentais no âmbito desta dissertação. A sua presença e intervenção contribuíram decisivamente para o desenvolvimento deste trabalho.*

*A todos os meus colegas de Ansião por todo o companheirismo e dedicação que sempre demonstraram ao longo destes inúmeros anos de amizade, principalmente nos momentos menos bons da minha vida. Da mesma forma, agradeço a todos os meus amigos que conheci no DEEC pois, foram os principais companheiros durante estes 5 anos de aventuras. Com eles passei os momentos mais marcantes e felizes da minha vida académica.*

*Aos colegas do Laboratório de Sistemas de Energia pelo grande espírito de companheirismo e entreaajuda ao longo deste último ano.*

*À minha família, principalmente ao meu pai e à minha mãe, por toda a confiança e incentivo transmitido aquando o meu ingresso nesta importante etapa. Finalmente, ao meu pai que, recentemente teve que desempenhar este papel de forma solitária, contribuindo decisivamente para o culminar desta mesma etapa.*

# Resumo

A poluição ambiental, o aquecimento global e a escassez de recursos não-renováveis, fizeram crescer o interesse na exploração de veículos mais ecológicos e eficientes. É neste contexto que surgem os veículos eléctricos e híbridos, apontados actualmente como alternativa a longo prazo aos veículos com motor de combustão interna. Os accionamentos baseados em máquinas eléctricas para estes fins, têm que possuir requisitos específicos (aceleração, gama de velocidade de operação, potência, etc..) que cumpram as restrições impostas como o volume, o peso, a carga e as fontes de alimentação do veículo.

As máquinas de relutância variável comutadas (MRVC) são consideradas como fortes candidatas para aplicações nos sistemas de tracção em carros eléctricos. O elevado desempenho a altas temperaturas, a fiabilidade, a eficiência, larga gama de operação e robustez estrutural, tornam esta máquina ideal para este tipo de aplicações. Estas também apresentam vantagens económicas devido ao seu baixo custo de produção e manutenção.

Nesta dissertação é efectuado um estudo dos accionamentos para tracção eléctrica baseados na MRVC, dando especial ênfase ao seu modo de funcionamento como gerador. Neste contexto, serão abordadas estratégias de controlo que produzem diferentes desempenhos, de modo a assegurar o melhor funcionamento para a aplicação em causa. Por fim, é proposto um novo método de diagnóstico de avarias no conversor de potência usado. Este constitui uma novidade pois, não usa sensores adicionais aos estritamente necessários para o controlo da máquina. Todas as estratégias aplicadas e o método de diagnóstico desenvolvido serão validados através de resultados de simulação e experimentais.

**Palavras-chave:** Máquina de relutância variável comutada, gerador de relutância variável comutada, diagnóstico de avarias.

# Abstract

Air pollution, global warming and depletion of the world's petroleum resources lead to an increased interest for clean and efficient vehicles. HEVs (Hybrid and Electric Vehicles) have been typically proposed as the future replacement of internal combustion engine vehicles. Electric drives are the core technology for HEVs and they have to fulfill vehicle characteristics (acceleration, maximum speed and range), while considering constraints such as vehicle volume, weight, payload and power source limits.

Switched reluctance machines (SRMs) are considered as serious candidates for the traction system in electric cars. Robust performance in the presence of high temperature, safe operation, offering high efficiency, and a very long constant power region, along with a rugged structure contribute to their suitability for this high impact application. They present as well economic advantages, because of their reduced price in production and maintenance.

In this thesis the study of switched reluctance machine drives for electric traction systems is presented, with a main focus on the generator mode. Different strategies are studied to ensure a better performance of this drive. A new method for power converter fault diagnosis in SRM drives is proposed. It only uses the measured phase currents, as opposed to other recently suggested methods that have auxiliary sensors. All the developed work is validated by simulation and experimental results.

**Keywords:** Switched Reluctance Generator, Switched Reluctance Motors, Fault diagnosis.

# Índice

## Capítulo 1

### Introdução

1.1. História da MRVC.....	1
1.2. Configuração e Princípio de Funcionamento da MRVC.....	2
1.3. Vantagens e Desvantagens da MRVC.....	4
1.4. Motivação e Objectivos .....	5
1.5. Estado da Arte .....	6

## Capítulo 2

Análise da MRVC e Respectivo Controlo .....	9
2.1. Resumo .....	9
2.2. Modelo Electromecânico da MRVC .....	9
2.3. Perfil de Indutância da MRVC .....	11
2.4. Conversor Clássico da MRVC .....	12
2.5. Controlo de Corrente da MRVC.....	14
2.5.1. Controlo de Corrente no Modo Motor .....	15
2.5.2. Controlo de Corrente no Modo Gerador .....	17
2.6. O GRVC e a Importância dos Ângulos de Actuação .....	18
2.6.1. Análise Qualitativa e Quantitativa das Perdas do GRVC .....	19
2.6.2. Controlo para Optimização do Rendimento do GRVC.....	20
2.6.3. Controlo para Redução da Oscilação Binário Electromagnético .....	22
2.6.4. Controlo Unificado do GRVC.....	24

## Capítulo 3

Simulação Computacional.....	25
3.1. Resumo .....	25
3.2. Modelos Baseados no Fluxo Encadeado .....	25
3.3. Modelo do Accionamento Baseado na MRVC 8/6 .....	27
3.4. Resultados de Simulação .....	28
3.4.1. Transição Entre o Modo de Funcionamento Motor-Gerador.....	29
3.4.2. Simulação do GRVC com Distintas Estratégias de Controlo .....	30

## Capítulo 4

Validação Experimental .....	35
------------------------------	----

4.1.	Resumo.....	35
4.2.	Validação Prática.....	35
4.2.1.	Transição entre o Modo de Funcionamento Motor-Gerador .....	36
4.2.2.	Simulação do GRVC com Distintas Estratégias de Controle .....	37
Capítulo 5		
Diagnóstico de Avarias .....		42
5.1.	Introdução.....	42
5.2.	Detecção da Fase em Avaria .....	42
5.3.	Localização do IGBT em Circuito Aberto .....	45
5.4.	Localização do IGBT em Curto-circuito.....	46
5.5.	Validação Teórica.....	47
5.5.1.	Avaria de Circuito-Aberto .....	47
5.5.2.	Avaria de Curto-Circuito .....	48
5.5.3.	Variação de Carga .....	48
5.6.	Validação experimental.....	50
5.6.1.	Avaria de Circuito Aberto.....	50
5.6.2.	Avaria de Curto-Circuito .....	51
5.6.3.	Variação de Carga .....	51
Capítulo 6		
Conclusões .....		53
6.1.	Conclusão .....	53
6.2.	Trabalho Futuro.....	54
Bibliografia .....		55
Apêndice I – Simulação		
Apêndice II – GRVC em Regime Normal		
Apêndice III – Material de Laboratório		
Apêndice IV – Método de Diagnóstico		



# Lista de Figuras

Figura 1.1: Configuração típica da MRVC 8/6.....	3
Figura 2.1: Perfil ilustrativo da indutância apresentada pela MRVC em estudo.....	11
Figura 2.2: Formas de onda ilustrativas da corrente em ambos os modos de funcionamento da MRVC, de acordo com os princípios do perfil de indutância.....	12
Figura 2.3: Conversor tradicional no controlo da MRVC 8/6.....	13
Figura 2.4: Modos de condução do conversor: a) período de magnetização; b) período de roda-livre; c) período de desmagnetização.....	14
Figura 2.5: Figura ilustrativa do controlo de corrente da MRVC.....	15
Figura 2.6: Formas de onda características do modo de funcionamento como motor: a) Regulação de Corrente; b) <i>Single-Pulse</i> .....	17
Figura 2.7: Formas de onda características do modo de funcionamento como gerador: a) Regulação de Corrente; b) <i>Single-Pulse</i> .....	18
Figura 2.8: Formas de onda ilustrativas do controlo que permite aumentar o rendimento do GRVC.....	22
Figura 2.9: Formas de onda ilustrativas que permitem uma reduzida oscilação do binário electromagnético desenvolvido pelo GRVC.....	23
Figura 2.10: Formas de onda ilustrativas do controlo unificado do GRVC.....	24
Figura 3.1: Modelo baseado na linearidade do fluxo encadeado.....	26
Figura 3.2: Gráficos ilustrativos das características intrínsecas da MRVC em estudo: a) Curvas características do Fluxo Encadeado; b) Curvas características do Binário Electromagnético Desenvolvido.....	26
Figura 3.3: Modelo do accionamento criado em simulação.....	27
Figura 3.4: Exemplo ilustrativo da periodicidade e desfasamento das posições rotóricas das diferentes fases da MRVC 8/6.....	28
Figura 3.5: Modelo electromecânico usado na simulação da MRVC 8/6.....	28

Figura 3.6: Transição Motor-Gerador: a) Correntes de Fase; b) Binário Electromagnético desenvolvido; c) Corrente de referência gerada pelo controlo. ....	30
Figura 3.7: Simulação efectuada a 900 rpm e -3 Nm para redução da oscilação do binário electromagnético desenvolvido: a) Correntes de fase; b) Corrente Fase e Fluxo Encadeado na fase A; c) Corrente do barramento DC; d) Binário Electromagnético desenvolvido.....	31
Figura 3.8: Simulação efectuada com 900 rpm e -3 Nm para aumento da eficiência do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente Fase e Fluxo Encadeado na fase A; c) Corrente do barramento DC; d) Binário Electromagnético desenvolvido. ....	32
Figura 3.9: Simulação efectuada a 900 rpm e -3 Nm para um controlo unificado do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente Fase e fluxo encadeado na fase A; c) Corrente do barramento; DC d) Binário electromagnético desenvolvido. ....	33
Figura 4.1: Transição do funcionamento motor-gerador: a) Correntes de fase; b) Binário electromagnético; c) Corrente de referência gerada pelo controlo. ....	36
Figura 4.2: Formas de onda ilustrativas do controlo para a minimização da oscilação do binário electromagnético: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado.....	38
Figura 4.3: Formas de onda ilustrativas do controlo para aumento do rendimento do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado. ....	39
Figura 4.4: Formas de onda ilustrativas do controlo unificado do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado.....	40
Figura 5.1: Representação esquemática do algoritmo de detecção de CA e CC nas fases da MRVC.....	42
Figura 5.2: Esquema ilustrativo das acções efectuadas no diagnóstico do IGBT em CA. ....	46
Figura 5.3: Esquema ilustrativo das acções efectuadas no diagnóstico do IGBT em CC. ....	46
Figura 5.4: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da fase afectada e respectivo diagnóstico. ....	47
Figura 5.5: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da fase afectada e respectivo diagnóstico. ....	48

Figura 5.6: Ilustração de variações bruscas da carga aplicada: a) 0.5 Nm para 5 Nm; b) 5Nm para 0.5Nm. ....	49
Figura 5.7: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da fase afectada e respectivo diagnóstico. ....	50
Figura 5.8: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CC na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da fase afectada e respectivo diagnóstico. ....	51
Figura 5.9: Ilustração de variações bruscas da carga aplicada: a) 0.5Nm para 5Nm; b) 5Nm para 0.5Nm. ....	52

# Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Valores numéricos obtidos para as três estratégias de controlo e para uma velocidade de 900 rpm e binário de carga de -3 Nm.....	34
Tabela 4.1: Valores numéricos obtidos para as três estratégias de controlo e para uma velocidade de 900 rpm e binário de carga igual a -3Nm.....	41
Tabela 5.1: Tabelas para detecção de avarias: a) Circuitos abertos; b) Curtos-circuitos.....	44

# Lista de Símbolos e Abreviaturas

MRVC	Máquina/Motor de Relutância Variável Comutada
GRVC	Gerador de Relutância Variável Comutada
<i>TWO</i>	<i>Total Waveform Oscillation</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
CC	Curto-circuito
CA	Circuito aberto
PI	Controlador Proporcional e Integrativo
<i>f<sub>cem</sub></i>	Força contraelectromotriz (V)
$\tau_{sp}$	Passo angular do estator (graus mecânicos)
$\tau_{rp}$	Passo angular do rotor (graus mecânicos)
$N_s$	Número de pólos/dentes do estator
$N_r$	Número de pólos/dentes do rotor
$m$	Número de fases da máquina
$\tau$	Período angular entre dois pólos contíguos (graus)
$\mu$	Permeabilidade magnética (H/m)
$l$	Comprimento do entreferro (m)
$A_r$	Área de sobreposição dos pólos salientes (m <sup>2</sup> )
$c$	Comprimento transversal do estator e do rotor
$\theta$	Posição mecânica rotórica (graus)
$\theta_{abcd}$	Posição mecânica rotórica da fase $a$ , $b$ , $c$ e $d$ (graus)
$\mathfrak{R}$	Relutância do circuito magnético (H <sup>-1</sup> )
$L_a$	Valor de indutância na posição alinhada (H)
$L_u$	Valor de indutância na posição desalinhada (H)
$v_{ph}$	Tensão aplicada ao enrolamento (V)
$i_{ph}$	Corrente instantânea no enrolamento na máquina (A)

$R_{ph}$	Resistência apresentada por um enrolamento de fase ( $\Omega$ )
$\lambda$	Fluxo encadeado por fase (Wb)
$\lambda_c$	Valor de pico atingido pelo fluxo encadeado (Wb)
$L(i_{ph}, \theta)$	Coefficiente de autoindução (H)
$\omega$	Velocidade angular do rotor (rad/s)
$\omega_{ref}$	Velocidade angular de referência (rad/s)
$W_c$	Co-energia ( $J$ )
$J$	Momento de inércia ( $Kgm^2$ )
$T_L$	Binário de carga (Nm)
$T_e$	Binário electromagnético desenvolvido (Nm)
$T_{ph}$	Binário electromagnético desenvolvido por fase (Nm)
$\theta_{on}$	Ângulo mecânico de activação dos IGBTs (graus)
$\theta_{off}$	Ângulo mecânico de desactivação dos IGBTs (graus)
$\theta_a$	Ângulo mecânico correspondente à posição alinhada (graus)
$\theta_u$	Ângulo mecânico correspondente à posição desalinhada (graus)
$\theta_q$	Ângulo mecânico para o qual se extingue a corrente de uma fase (graus)
$\theta_s$	Ângulo mecânico para o qual se atinge o máximo do fluxo encadeado (graus)
$V_{DC}$	Tensão do barramento DC (V)
$i_{ref}$	Corrente de referência (A)
$b_h$	Banda de histerese (A)
$P_{Cu}$	Perdas por efeito de Joule na MRVC (W)
$I_{rms}$	Valor eficaz da corrente por fase na MRVC (A)
$f$	Frequência de operação da máquina (Hz)
$B$	Indução magnética (T)
$c_h$	Coefficiente de histerese
$c_e$	Coefficiente de correntes de Foucault
$\varepsilon$	Rácio de excitação
$P_{exc}$	Potência de excitação usada no GRVC (W)

$P_0$	Potência devolvida à bateria após o período de magnetização (W)
$P_{out}$	Potência efectivamente gerada pelo GRVC (W)
$\eta$	Rendimento do GRVC
$\eta_a$	Rendimento do accionamento
$K_x$	Factor de compromisso do GRVC
$Y_{rms}$	Valor eficaz de um sinal
$Y_{dc}$	Valor médio de um sinal
$\langle v_{dc} \rangle$	Valor médio da tensão do barramento DC (V)
$\langle i_{bus} \rangle$	Valor médio da corrente do barramento DC (A);
$I_{rms}$	Valor eficaz da corrente de fase (A)
$I_{bus\_RMS}$	Valor eficaz da corrente do barramento DC (A)
$i_n$	Corrente instantânea na fase $n$ (A)
$i_{nN}$	Corrente instantânea normalizada na fase $n$ (A)
$\langle i_{nN} \rangle$	Valor médio da corrente normalizada na fase $n$ (A);
$T$	Período fundamental das correntes de fase (s)
$N_{rpm}$	Velocidade mecânica da máquina (rpm)
$e_k$	Variáveis de diagnóstico
$F_{CA}$	Variável Booleana para detecção de circuitos abertos
$F_{CC}$	Variável Booleana para detecção de curto-circuitos
$T_{Dmagn}$	Tempo de desmagnetização da corrente de fase (s)
$T_f$	Período fundamental das correntes para a velocidade nominal da MRVC (s)
$d$	Variável percentual do tempo de desmagnetização (%)





# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1. História da MRVC

Os princípios de funcionamento da máquina de relutância variável comutada remontam a meados do século XIX. Esta máquina eléctrica, com configuração e controlo muito próprios foi inventada por Davidson (1838) e foi usada inicialmente numa locomotiva que fazia a ligação de Glasgow a Edimburgo [1]-[2]. Apesar da inovação e do novo conceito que esta trouxe, acabou por ser abandonada devido aos interruptores mecânicos existentes na época para o uso da mesma, não fornecerem um desempenho satisfatório.

No entanto, o desenvolvimento dos semicondutores de potência fez com que este conceito fosse novamente abordado na década de 70 do século passado pelo grupo de investigação liderado pelo Professor Lawrenson. Estes investigadores estabeleceram o *design* fundamental, bem como os princípios de funcionamento da máquina nas décadas de 70 e 80 [1]-[2]. Com o desenvolvimento dos conversores estáticos surgiram as primeiras aplicações comerciais colocadas à disposição da indústria. Estas aplicações eram caracterizadas pelo funcionamento da máquina em ambientes hostis, tais como, as indústrias extractivas de minério, isto é, locais com risco de explosões.

Nos últimos anos, principalmente no início da década de 90, surgiram aplicações de baixa potência como os motores de passo de relutância aplicados por exemplo em impressoras. Com potências compreendidas entre 0,75 a 750 kW, têm surgido aplicações nos accionamentos de equipamentos para a indústria têxtil cuja velocidade de operação ronda as 30000 rotações por minuto. Devido a preocupações de ordem ambiental, estão ainda em desenvolvimento algumas aplicações destinadas a veículos de tracção e veículos experimentais para o circuito industrial e cidadão.

## 1.2. Configuração e Princípio de Funcionamento da MRVC

A MRVC possui uma estrutura simples relativamente às outras máquinas eléctricas rotativas. O estator tem uma estrutura saliente e é constituído por pilhas de chapas de aço laminado. Através do estator, a máquina é alimentada/excitada possuindo para isso enrolamentos. Os pólos criados por estes encontram-se diametralmente opostos e albergam uma única fase, considerando-se assim que as fases são magneticamente independentes. Na configuração mais comum, em cada pólo é colocada uma bobina que é ligada electricamente em série com a bobina diametralmente oposta, formando as duas bobinas uma fase de excitação da máquina [1]-[6].

A característica mais curiosa da MRVC encontra-se no rotor, uma vez que não possui quaisquer enrolamentos ou ímanes permanentes. Este, tal como o estator, é constituído por material ferromagnético laminado de forma a diminuir as perdas por correntes de Foucault [1-6].

Por norma, a MRVC tem um número diferente de pólos estatóricos e rotóricos e normalmente os pólos estatóricos encontram-se em maior número. A máquina estudada no âmbito desta dissertação tem quatro fases e 6 pólos rotóricos denominando-se vulgarmente por MRVC 8/6. Assim, o passo angular estatórico  $\tau_{sp}$  e rotórico  $\tau_{rp}$  são iguais a  $45^\circ$  e a  $60^\circ$  mecânicos, respectivamente [2]-[5]. Estes valores são obtidos através das seguintes fórmulas:

$$\tau_{sp} = \frac{360^\circ}{N_s} \quad (1.1)$$

$$\tau_{rp} = \frac{360^\circ}{N_r} \quad (1.2)$$

onde,  $N_s$  e  $N_r$  representam o número de pólos estatóricos e rotóricos, respectivamente. A Figura 1.1 ilustra a configuração da MRVC que comprova as características mecânicas já mencionadas, e que ajudará a tornar mais perceptíveis as considerações formuladas seguidamente. Observa-se então que, quando um par de pólos do rotor se alinha com um par de pólos estatóricos (no caso C – C'), os pólos B-B' e D-D' já se sobrepõem também com pólos rotóricos. Embora, possa parecer irrelevante, este facto tem influência sobre o binário desenvolvido devido à sobreposição temporal das correntes nas diferentes fases e à continuidade do movimento de rotação da máquina.

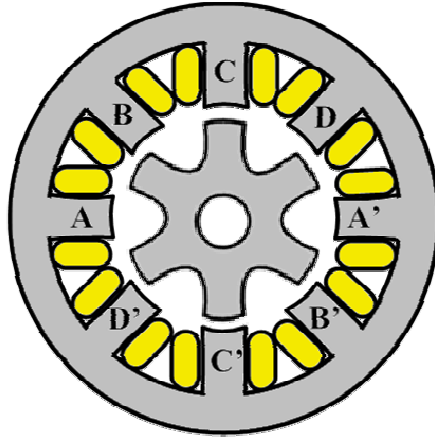


Figura 1.1: Configuração típica da MRVC 8/6.

Por outro lado, constata-se que o percurso angular entre dois alinhamentos de pólos contíguos é de  $15^\circ$ . Este é o valor que define o passo angular,  $\tau$ , quando se aplica mono-excitação à MRVC com  $m$  fases e é calculado segundo a seguinte fórmula [1]-[5]:

$$\tau = \frac{360^\circ}{N_r m} = \frac{360^\circ}{6 \times 4} = 15^\circ \quad (1.3)$$

Posto isto, existem dois conceitos muito importantes relacionados com as características electromagnéticas da máquina, nomeadamente a posição alinhada e a posição desalinhada. Antes de serem introduzidos esses conceitos, convém relembrar que em termos do circuito electromagnético da máquina, a relutância magnética varia em função da permeabilidade magnética  $\mu$ , do entreferro  $l$  e da área de sobreposição dos pólos salientes  $A_r$ , que por sua vez depende do comprimento transversal  $c$  do rotor e do estator e da posição rotórica  $\theta$ .

$$\mathfrak{R} = f(\mu, l, A_r(c, \theta)) \quad (1.4)$$

Assim, a posição alinhada é definida como a situação em que dois pólos do estator e do rotor se encontram perfeitamente alinhados. Esta posição é caracterizada pelo valor mínimo de relutância do circuito magnético, uma vez que o entreferro também toma o seu valor mínimo. Por outro lado, e de forma inversamente proporcional, a indutância nesta posição caracteriza-se pelo seu valor máximo definida como  $L_a$ . A indutância vai diminuindo gradualmente à medida que os pólos do rotor se afastam da posição alinhada.

Quando os pólos do estator e do rotor desalinham por completo ocorre a posição desalinhada. Nesta posição o valor da indutância é mínimo ( $L_u$ ) devido ao valor máximo apresentado pela relutância, isto é, devido ao extenso entreferro criado. A extensão destas duas regiões depende da largura quer dos pólos rotóricos, quer dos pólos estatóricos. Embora,

ocorram saturações do material magnético neste tipo de máquina, as posições rotóricas referentes a estes dois valores de indutância são a chave para o desenho do controlador do accionamento [1]-[2],[5]-[6].

A excitação de uma das fases faz com que os pólos do rotor se alinhem com as linhas de fluxo produzidas ao longo da fase (fluxo diametral), com o objectivo da minimização da relutância do circuito magnético, gerando binário de relutância. A informação da posição do rotor é necessária ao longo do funcionamento da máquina, para controlar a excitação das fases de modo a obter um binário suave, contínuo e eficiente [7].

### **1.3. Vantagens e Desvantagens da MRVC**

O estudo da aplicação de máquinas para veículos eléctricos deve ter em conta o ambiente hostil em que funcionarão e engloba o seu rendimento, fiabilidade, e tolerância no caso de falha, tudo isto numa vasta gama de velocidades de operação. Ao longo do tempo muitas máquinas têm sido analisadas para este fim. É neste contexto que surge a MRVC que apresenta as seguintes vantagens relativamente a outros tipos de máquinas eléctricas [6]:

- Tolerância a falhas: Um sistema fiável tem que garantir uma operação contínua, mesmo no caso de erros ou falhas nos enrolamentos de fase, conversores ou sensores. A MRVC consegue operar quando perde uma ou mais fases eléctricas embora, apresente um desempenho limitado e degradado.
- Operação a elevadas acelerações e velocidades: As aplicações automóveis são sem dúvida as que necessitam mais destes requisitos. Sob o ponto de vista mecânico, as máquinas com enrolamentos rotóricos ou ímanes permanentes são as mais limitadas no que diz respeito às velocidades máximas permitidas. No caso da MRVC tal não acontece devido à constituição mecânica do rotor que apenas possui material ferromagnético laminado.
- Desempenho robusto a elevadas temperaturas: Uma máquina eléctrica pode ver o seu desempenho consideravelmente reduzido devido ao seu funcionamento a elevadas temperaturas. Mais uma vez, a MRVC não possuindo ímanes permanentes ou enrolamentos no rotor, garante uma elevada tolerância relativamente a esta condição de operação, apresentando também um arrefecimento bastante rápido. Deste modo, a longevidade da máquina depende apenas da condição dos rolamentos.
- Rendimento: Devido à inerente simplicidade na geometria, estas máquinas podem alcançar valores elevados de rendimento. As perdas rotóricas baseiam-se em perdas por histerese e correntes de Foucault que são devidamente minimizadas através da selecção e laminagem do

material ferromagnético. Para além destas perdas, o estator apresenta também perdas por efeito de Joule nos enrolamentos. Assim, a MRVC apresenta muitas vantagens no que diz respeito à análise dos fluxos de perdas, ganhando vantagem sobre as máquinas clássicas tais como, a máquina de corrente contínua e máquina de indução, para a mesma potência útil.

No entanto, a MRVC apresenta também algumas características desvantajosas tais como [6]:

- Oscilação de binário e ruído: esta desvantagem é inerente à geometria da máquina. Embora minimizáveis, resultam da rotação das peças polares.
- Necessidade de codificador de posição: para determinar os parâmetros de actuação sobre a máquina é necessário obter a informação sobre a posição angular do rotor para calcular com precisão os instantes adequados para a excitação e desmagnetização das diferentes fases. Para isso, e nesta situação, são usados sensores ópticos formando um codificador incremental.
- Controlador: A MRVC é uma máquina que necessita de um controlador avançado e um elevado número de dispositivos de electrónica de potência.

## 1.4. Motivação e Objectivos

O crescente interesse da utilização da MRVC para aplicações industriais e de transporte tornou-se um objecto de estudo bastante aliciante. Num mundo dominado pela utilização de combustíveis fósseis, tornou-se preocupante e urgente poupar estes recursos que, como se sabe, são finitos.

Neste contexto, novas formas de transporte tais como carros híbridos e eléctricos são benéficos para o meio ambiente devido aos baixos índices de emissão. É desta forma que surge a principal motivação para esta dissertação, onde a temática principal é o modo de travagem regenerativa da MRVC. Esta é uma das máquinas que pode ser aplicada para a transformação de energia quer no âmbito da geração de energia (caso eólico), quer nos novos meios de transporte. Com a ausência da necessidade de excitação rotórica, o GRVC é um gerador robusto, compacto e eficiente quando operado perto das condições nominais. A ausência de ímanes permanentes é uma vantagem enorme a nível económico, uma vez que as máquinas que os possuem são usadas no mesmo tipo de aplicações sendo por isso, dispendiosas. A não linearidade do GRVC torna o seu estudo mais complexo e extremamente necessário para se conseguir atingir um desempenho satisfatório, aproveitando ao máximo as suas potencialidades [8].

Os objectivos do trabalho desenvolvido foram:

- A realização e implementação de um modelo matemático, no ambiente de programação Matlab/Simulink. O modelo elaborado tem a capacidade de simular o accionamento baseado num motor de relutância variável comutado (MRVC) em ambos os modos de funcionamento (modo motor e travagem regenerativa). A simulação engloba componentes usados nos sistemas de tracção eléctrica tais como as baterias, o MRVC tetrafásico e o inversor de ponte em H, muito usado nestes accionamentos.
- Redução da oscilação do binário electromagnético desenvolvido pelo GRVC. Com o recurso à estrutura e ao princípio de produção de binário da MRVC, o binário gerado em cada fase é uma função não linear da corrente de fase e da posição rotórica. Durante a operação, cada fase apenas conduz uma porção do ciclo eléctrico, sendo por isso descontínuo o binário electromagnético produzido. Se for projectado um controlo que permita suavizar a oscilação resultante da soma das diversas componentes, os efeitos de vibração e ruído serão fortemente atenuados. Com recurso a resultados de simulação, foram desenvolvidas estratégias de controlo que permitem reduzir a oscilação do binário electromagnético, que é uma característica muito própria da MRVC.
- Aumento da eficiência do GRVC. Foi também criado um conjunto de variáveis de actuação que permitem aumentar a potência fornecida à bateria, aumentando de forma significativa o rendimento do gerador. No entanto, esta abordagem entra em conflito com o ponto anterior, sendo impossível a optimização de ambos em simultâneo. Deste modo, estabeleceu-se um factor de compromisso, tentando retirar o máximo das melhores potencialidades fornecidas pelas duas estratégias.
- Criação de um método de diagnóstico que permitisse detectar avarias nos semicondutores do conversor utilizado. As avarias consistem em circuitos abertos e curtos-circuitos nos interruptores de potência.
- Validação experimental, em laboratório, dos resultados obtidos em simulação de todos os tópicos mencionados.

## 1.5. Estado da Arte

As abordagens efectuadas à MRVC ao longo do tempo têm dado prioridade ao estudo da máquina no modo de funcionamento como motor. No entanto, o GRVC começou a ser estudado também há algum tempo atrás, destacando-se os primórdios da década de 80, onde o seu estudo em aplicações onde a robustez, alta velocidade e tolerância a falhas eram requeridas [9]-[11]. Na

época, foi também aplicado no âmbito da produção eólica, que é uma aplicação um pouco diferente da anterior no que diz respeito às características do meio envolvente e à velocidade de operação [12]-[13]. No entanto, os estudos efectuados não proporcionavam um desempenho satisfatório para o GRVC pois, usavam ângulos de actuação fixos sobre os semicondutores controlados do conversor.

O primeiro controlador que surgiu para o GRVC permitia o ajuste dos ângulos de actuação consoante o regime de carga e velocidade da máquina. A estratégia de controlo, de forma muito simplificada, consistia em controlar um dos ângulos de comutação e variar o outro consoante a diferença entre o valor de referência do barramento DC e o valor real. Nesta pesquisa foi comprovada a linearidade entre o ângulo de ignição (instante em que a fase começa a conduzir) e a corrente gerada. No entanto, para aplicações que requeriam potências mais baixas, este método não era ideal uma vez que as correntes continuavam elevadíssimas mesmo para aplicações que requeressem baixos níveis de correntes, comprometendo assim em parte a eficiência do GRVC. Para aplicações de baixa potência, o ângulo de ignição permanecia fixo e o período de condução era regulado para a potência requerida [14]. Este controlador, tal como muitos outros contemporâneos, não proporcionavam na época resultados satisfatórios, devido à complexidade do controlo e das variáveis de actuação.

A necessidade de um controlador para o GRVC foi mesmo imposta e demonstrada analiticamente por Radun que concluiu que a utilização de ângulos de actuação fixos era instável para o funcionamento da máquina, bem como, a tensão do barramento DC podia aumentar ou diminuir exponencialmente com a carga [15]. Esta demonstração serviu essencialmente de base para o estudo de controladores mais eficientes e simples para o GRVC.

Com o decorrer do tempo, surgiu o controlo de corrente, que embora com ângulos de actuação fixos, proporcionava um bom desempenho ao GRVC e os princípios de controlo eram muito parecidos aos já aplicados no modo de funcionamento como motor. Ficou comprovado, que ambos os ângulos de actuação eram importantes no controlo do GRVC, pois fixando um, a corrente gerada é muito sensível a pequenas variações [16]. Por esta altura, começaram a surgir as versões e tipos de controladores que ainda se usam hoje em dia, como é o caso do controlo de corrente com *soft-chopping*, isto é, um controlo a três níveis de tensão [17]. Após o estabelecimento destes controladores, a análise do rendimento do GRVC começou a ser um dos desafios. Algumas estratégias começaram a ser usadas para diminuir o fluxo de potência reactiva aumentando assim o rendimento do gerador [18].

Nos últimos anos foram abordados com detalhe muitos métodos de controlo que permitem aumentar o rendimento do GRVC. Um dos métodos consiste no cálculo dos ângulos de

comutação óptimos para a produção da potência desejada com elevados níveis de rendimento. As conclusões sugerem que avançar o ângulo de ignição proporcionalmente à velocidade não é suficiente para atingir o rendimento máximo do GRVC. Através de simulações usando os elementos finitos, foi possível concluir que existem várias combinações de ângulos de actuação para a mesma velocidade que originam o mesmo valor médio de corrente no barramento DC. A combinação ideal escolhida seria aquela que apresentasse um valor eficaz da corrente na fase mais reduzido, uma vez que permite a minimização das perdas por condução no inversor [19].

Uma segunda estratégia tratava da optimização dos ângulos de modo a fornecer a potência desejada em função da velocidade assegurando o máximo rendimento [20]. Nesta publicação, ficou demonstrado que o valor óptimo para o ângulo que regula o fim do período de condução, pode ser caracterizado em função da potência e da velocidade. O ângulo de ignição é responsável pela regulação da potência fornecida pelo GRVC. Os ângulos de comutação ideais resultam de simulações recorrendo ao estudo com base nos elementos finitos.

Imensas estratégias poderiam ser aqui abordadas, mas as mais interessantes para o desenvolvimento desta dissertação consistem num trabalho muito recente e recém-publicado. Ficou comprovado que o elevado rendimento e a baixa oscilação do binário electromagnético produzido pelo GRVC são características que são difíceis de obter simultaneamente na operação deste gerador [21]-[24].

Sem dúvida que aspectos como o rendimento são muito importantes no estudo de qualquer máquina eléctrica, incluindo a MRVC. No entanto, é sempre necessário monitorizar um sistema que possui inúmeros componentes electrónicos que são susceptíveis a avarias. É neste contexto que surgem os métodos de diagnóstico para conversores de potência que permitem detectar e isolar uma falha, aplicando posteriormente as devidas estratégias tolerantes.

Diversos métodos destinados ao diagnóstico de avarias em tempo real em conversores de potência têm sido desenvolvidos [25]-[27]. No entanto, a maioria da literatura existente é aplicada a accionamentos AC de velocidade variável, onde as correntes de alimentação do motor são maioritariamente sinusoidais [28]-[29]. A detecção de avarias nos conversores usados para o controlo da MRVC não está muito desenvolvida, não só por ser uma máquina menos estudada, mas também, pelo facto de apresentar perfis de correntes muito próprios. As dificuldades inerentes a esta situação levaram à utilização de componentes extra, tal como sensores de corrente no barramento DC [30] ou até mesmo, sensores de tensão por cada interruptor de potência [31], sendo isto extremamente indesejável uma vez que faz aumentar os custos e complexidade do sistema.



# Capítulo 2

## Análise da MRVC e Respectivo Controlo

### 2.1. Resumo

Neste capítulo será abordado com algum detalhe o modelo electromecânico da MRVC e o conversor de potência mais tradicional usado no controlo da mesma. Analisa-se também, o controlo de corrente em ambos os modos de funcionamento, dando especial ênfase ao modo de travagem regenerativa. Neste último, serão discutidas três estratégias de controlo que permitem obter desempenhos distintos do GRVC.

### 2.2. Modelo Electromecânico da MRVC

A MRVC é uma máquina com uma configuração muito específica, onde a expressão geral da tensão por fase é calculada com base nos conceitos teóricos do electromagnetismo. Aproveitando a independência magnética entre as diferentes fases, pode-se estudar a MRVC analisando cada fase separadamente. A expressão geral da tensão por fase é dada por [1]-[2],[5]-[6]:

$$v_{ph} = R_{ph}i_{ph} + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.1)$$

onde,  $v_{ph}$  é a tensão aplicada ao enrolamento,  $i_{ph}$  é a corrente instantânea por fase,  $R_{ph}$  é a resistência do enrolamento e finalmente,  $\lambda$  é o fluxo encadeado por fase.

A MRVC é sempre levada à saturação de modo a maximizar a utilização do circuito magnético. Como consequência, o fluxo encadeado é uma função não-linear da corrente e da posição rotórica. Este pode ser representado em função do coeficiente de autoindução,  $L(i_{ph}, \theta)$ , da seguinte forma [1]-[2]:

$$\lambda = \lambda(i_{ph}, \theta) = L(i_{ph}, \theta)i_{ph} \quad (2.2)$$

Conclui-se que, o perfil electromagnético da MRVC fica definido pelas características  $\lambda-i-\theta$  da máquina. Considerando um valor de corrente constante, a equação da tensão por fase pode ser expressa agora de forma mais detalhada substituindo a equação (2.2) na equação (2.1) [1]-[2]:

$$v_{ph} = R_{ph}i_{ph} + L(i_{ph}, \theta) \frac{di_{ph}}{dt} + i_{ph} \frac{dL(i_{ph}, \theta)}{d\theta} \omega \quad (2.3)$$

Assumindo linearidade magnética, isto é  $\lambda(\theta, i_{ph}) = L(\theta)i_{ph}$ , a equação (2.3) pode ser simplificada para:

$$v_{ph} = R_{ph}i_{ph} + L(\theta) \frac{di_{ph}}{dt} + i_{ph} \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega \quad (2.4)$$

Analisando o significado físico das parcelas da equação (2.4), a primeira representa a queda de tensão resistiva na bobina, a segunda, o fluxo encadeado desenvolvido na bobina e, a terceira, a força contraelectromotriz desenvolvida devido à rotação do rotor, quando circula corrente na fase da máquina [1]-[2].

Quanto ao binário electromagnético, ele é criado pela tendência do pólo estatórico em atrair o pólo do rotor que se encontra mais próximo, no sentido de minimizar a relutância do circuito magnético. O binário electromagnético instantâneo desenvolvido por fase, pode ser obtido derivando a expressão da co-energia  $W_c$  [1]-[2],[5]:

$$T_{ph}(i_{ph}, \theta) = \frac{\partial W_c(i_{ph}, \theta)}{\partial \theta} \quad (2.5)$$

No entanto, se for desprezada novamente a saturação magnética, a equação (2.5) poderá ser simplificada para:

$$T_{ph}(i_{ph}, \theta) = \frac{1}{2} i_{ph}^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (2.6)$$

Por último, e para completar o modelo electromecânico, falta anexar a equação que descreve de forma mecânica a MRVC, que é expressa por:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\sum_{j=1}^m T_{ph}(\theta, i_{ph}) - T_L}{J} \quad (2.7)$$

em que  $J$  representa o momento de inércia,  $T_L$  o binário de carga,  $\omega$  é a velocidade angular e  $T_{ph}$  o binário electromagnético produzido por fase [1]-[2],[5].

## 2.3. Perfil de Indutância da MRVC

Tal, como foi anteriormente abordado, os valores da indutância por fase dependem da relutância do circuito magnético formada pelos pólos estatóricos e rotóricos. Esta por si só, depende da largura dos respectivos pólos e da posição rotórica uma vez que se trata de uma máquina eléctrica rotativa.

Um exemplo ilustrativo do perfil de indutância da MRVC encontra-se representado na Figura 2.1, e é com base nele que são elaborados todos os planos de controlo sobre a mesma. Os valores apresentados foram obtidos a partir das características electromagnéticas da máquina, que serão usadas mais tarde na criação do seu modelo de simulação [1],[6].

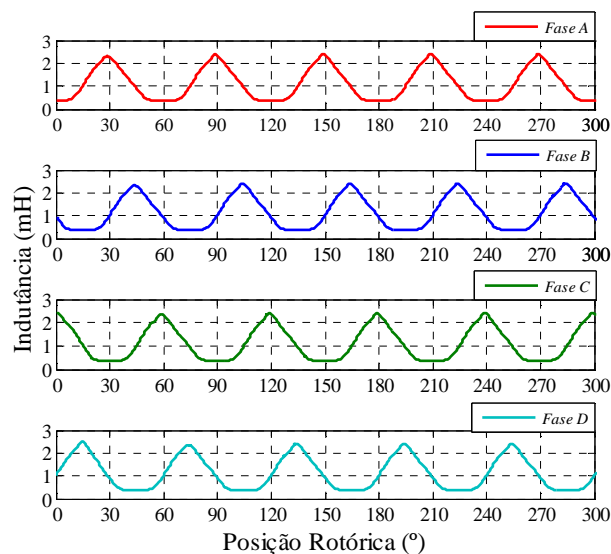


Figura 2.1: Perfil ilustrativo da indutância apresentada pela MRVC em estudo.

Da análise da Figura 2.1 e como foi comprovado através das equações (1.1) e (1.3), pode-se concluir que existe um desfasamento de  $15^\circ$  entre os perfis de indutância, enquanto cada perfil tem um período de  $60^\circ$  mecânicos.

O modo de funcionamento como motor ocorre entre a posição alinhada e a posição desalinhada pois o declive da indutância é positivo e o binário electromagnético desenvolvido também o será. Por outro lado, ao longo do declive negativo, isto é, entre as posições alinhada e desalinhada, pode ser obtido binário electromagnético negativo coincidente com o modo de travagem regenerativa. Estas afirmações são comprovadas matematicamente pela equação (2.6) uma vez que, que o binário electromagnético desenvolvido é dependente do sinal da derivada da indutância [1],[6].

Devido aos conversores normalmente usados para o controlo da MRVC, a corrente nos enrolamentos é unidireccional. No entanto, os perfis de corrente nos dois modos de funcionamento são simétricos relativamente à posição alinhada, para a mesma velocidade e

ângulos de actuação adequadamente alterados, como ilustra a Figura 2.2. O ângulo  $\theta_{on}$  representa a posição rotórica em que se dá a activação dos interruptores de potência, enquanto  $\theta_{off}$  dita o fim da magnetização de uma fase. Em conjunto,  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  constituem os ângulos de actuação [1]-[2],[5].

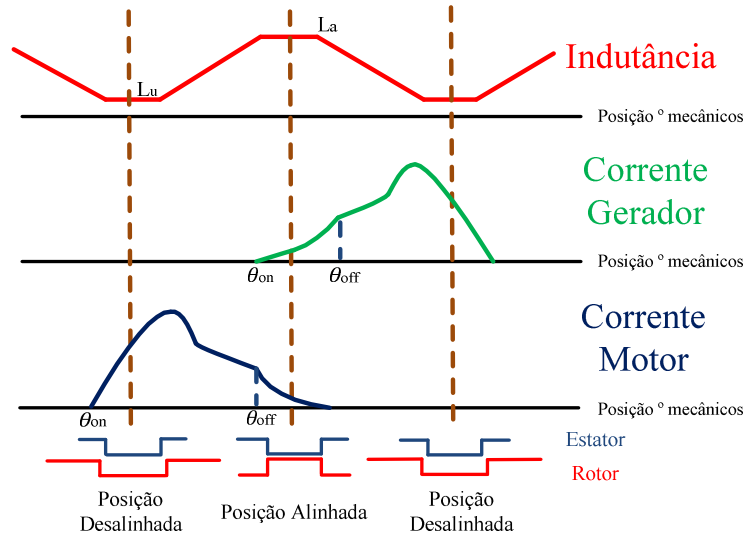


Figura 2.2: Formas de onda ilustrativas da corrente em ambos os modos de funcionamento da MRVC, de acordo com os princípios do perfil de indutância.

## 2.4. Conversor Clássico da MRVC

O binário electromagnético desenvolvido pela MRVC é independente da direcção da corrente, uma vez que depende do quadrado dessa grandeza, como foi demonstrado na equação (2.6). Conversores unipolares são assim suficientes na alimentação desta máquina, ao contrário do que acontece para as máquinas AC de indução e síncronas. Outra vantagem deste perfil de corrente é o facto de as perdas por histerese na máquina serem reduzidas [1]-[2].

A função do conversor é fornecer impulsos de tensão para a operação da MRVC a partir de uma fonte DC. A topologia mais utilizada e mais versátil é o clássico conversor em ponte, que possui dois interruptores controlados e dois díodos de roda-livre por fase. Os interruptores são ligados e desligados em função da saída do controlador para regulação e controlo da velocidade e binário da máquina. A Figura 2.3 ilustra o conversor onde os interruptores de potência são IGBTs.

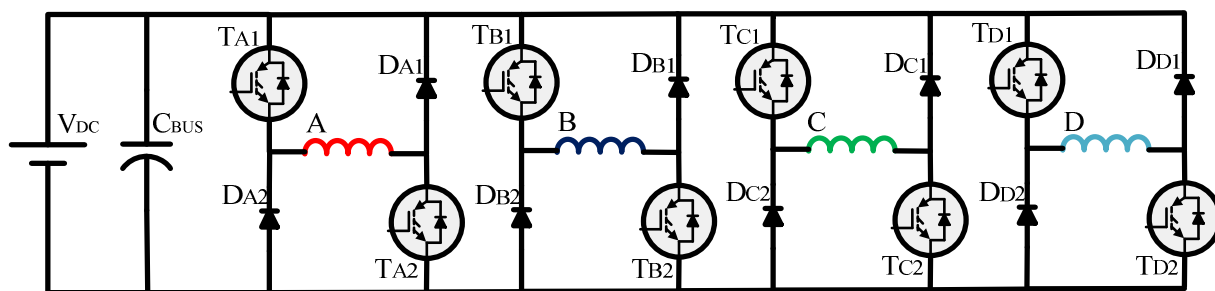


Figura 2.3: Conversor tradicional no controlo da MRVC 8/6.

O conversor da Figura 2.3 pode operar em três modos de funcionamento distintos, possibilitando a cada fase da MRVC os seguintes períodos característicos da sua operação: magnetização, roda-livre e desmagnetização.

O período de magnetização ocorre quando ambos os semicondutores de uma fase se encontram ligados como ilustra a Figura 2.4a. Se a máquina estiver a operar como motor, é transferida energia da fonte para esse enrolamento convertendo-se posteriormente em trabalho mecânico. No funcionamento como gerador, é também necessário excitar inicialmente o enrolamento de modo a gerar uma força contra-electromotriz mais elevada que a tensão do barramento DC, com a MRVC accionada por uma máquina primária.

O período de operação em roda-livre, como motor, é caracterizado por manter um dos interruptores de potência ligado enquanto o outro comuta consoante a saída do controlador. Na gama de posições em que ambos estão ligados a corrente sobe, enquanto, que a presença de apenas um IGBT activo faz com que a fase do motor desmagnetize lentamente através do respectivo diodo em antiparalelo, notando-se uma queda no valor da corrente. Como gerador, um dos semicondutores é desligado, enquanto o outro comuta, mais uma vez em função da saída do controlador. Neste caso, com os dois IGBTs desligados a fase irá desmagnetizar, enquanto que a activação de um dos semicondutores provoca um fenómeno de magnetização, registando-se uma subida no valor da corrente (Figura 2.4b).

Por último, o período de desmagnetização consiste na aplicação de tensão negativa aos terminais do enrolamento sendo para isso, ambos os semicondutores desligados. Esta situação é caracterizada por uma desmagnetização forçada da fase, fazendo a corrente escoar-se rapidamente através dos dois díodos. Esta situação é ilustrada na Figura 2.4c.

Com este conversor e observando mais uma vez a Figura 2.4, a tensão aplicada ao enrolamento é  $V_{DC}$  durante o período de magnetização,  $0\text{ V}$  para o período de operação em roda-livre e  $-V_{DC}$  para o período de desmagnetização. O modo de funcionamento a três níveis de tensão é característico da operação da MRVC a baixas velocidades como será explicado nas próximas secções.

Para elevadas velocidades o conversor opera normalmente a dois níveis de tensão, não havendo portanto um período de operação em roda-livre. Nesta situação, aos terminais do enrolamento pode-se ter uma tensão igual a  $V_{DC}$  (para efeitos de magnetização) ou  $-V_{DC}$  (para o período de desmagnetização).

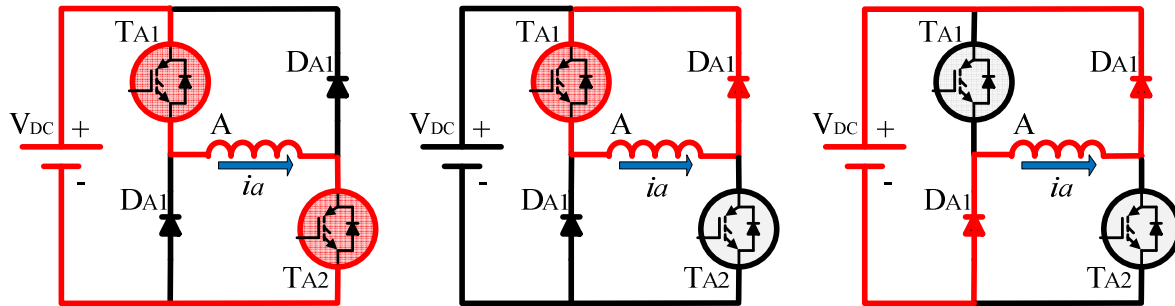


Figura 2.4: Modos de condução do conversor: a) período de magnetização; b) período de roda-livre; c) período de desmagnetização.

A principal vantagem deste conversor clássico é a capacidade de controlar independentemente cada fase. A desvantagem é sem dúvida a necessidade de um elevado número de semicondutores por fase [1]-[2],[5].

## 2.5. Controlo de Corrente da MRVC

Como em todas as máquinas eléctricas, é essencial projectar um controlo que proporcione um bom rendimento, um bom desempenho, e que seja economicamente acessível. Na MRVC os ângulos de actuação sobre os semicondutores controlados do conversor e o respectivo tempo de condução assumem elevada importância. Estes dois parâmetros, tal como a magnitude da corrente de referência, determinam em conjunto o binário médio, a sua oscilação e muitas outras variáveis de desempenho. A escolha dos parâmetros de actuação sobre a máquina depende fortemente das aplicações a que esta está destinada [5].

Para aplicações de baixa velocidade, a corrente cresce quase instantaneamente após a activação dos semicondutores de potência, pois a força contra-electromotriz envolvida é relativamente baixa, para ambos os modos de funcionamento. À medida que a velocidade e a carga aumentam, a força contra-electromotriz também aumenta e é necessário antecipar os ângulos de actuação de modo a obter a corrente desejada, nas posições de especial interesse [1]-[2],[5]-[6].

O controlo de corrente da MRVC consiste em regular de forma sucessiva as diferentes correntes de fase em malha fechada como demonstra a Figura 2.5. O valor instantâneo das correntes é comparado com uma corrente de referência que é gerada pelo controlo e dependente

da velocidade de operação e do regime de carga aplicado. Em aplicações para controlo de velocidade é usada uma malha fechada, externa à malha de corrente, que gera essa mesma corrente de referência através de um controlador PI (tipicamente usado devido à sua simplicidade) [1]-[2], [1]-[33].

É tarefa do controlo com base na velocidade do rotor e nos ângulos de actuação seleccionar a fase activa, isto é, aquela que vai ser regulada. A tarefa final do controlador consiste em gerar os sinais de comando a aplicar na *gate* dos semicondutores da fase activa de modo a obter o comportamento desejado.

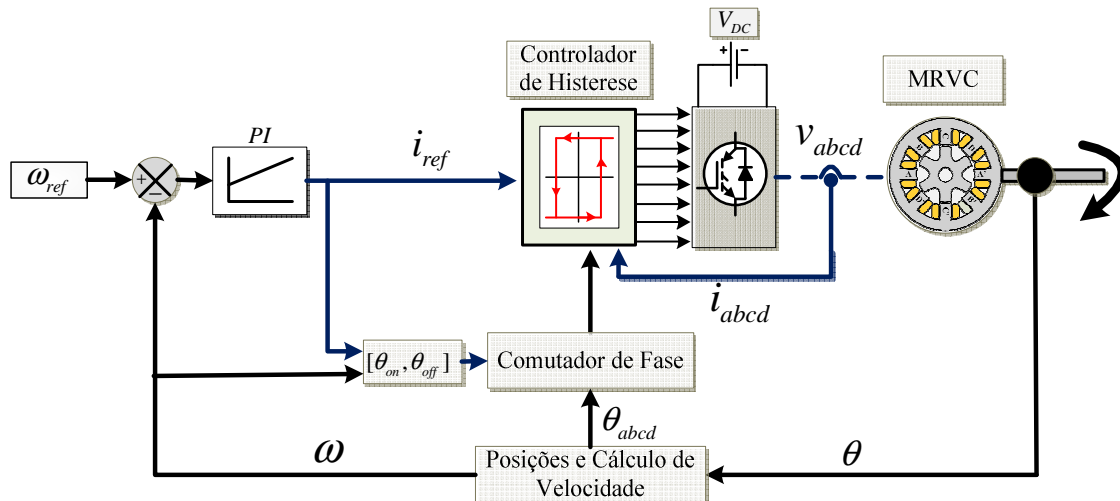


Figura 2.5: Figura ilustrativa do controlo de corrente da MRVC.

### 2.5.1. Controlo de Corrente no Modo Motor

O primeiro procedimento do controlador é determinar a fase que está apta para o processo de regulação, sendo necessário o conhecimento da posição rotórica. Para perceber este processo, toma-se a fase A como referência e considera-se a posição alinhada aos 30° mecânicos.

A alimentação dos enrolamentos estáticos do MRVC deve ocorrer entre 0° e 30° uma vez que é nesta gama de posições que a indutância assume valores crescentes ( $dL/d\theta > 0$ ) e o binário electromagnético desenvolvido é consequentemente positivo. Dentro desta gama, deve ser escolhido um período de condução ideal para obter o binário e velocidade desejados. Às restantes fases serão aplicados períodos iguais mas com um desfasamento apropriado.

À medida que a velocidade aumenta, os ângulos de actuação devem ser antecipados para que a corrente atinja o seu valor de referência na zona de indutância pretendida. Quanto maior a velocidade, mais antecipados devem ser os ângulos de actuação. O mesmo se verifica com o aumento da carga aplicada ao motor, uma vez que o nível de corrente aumenta, aumentando também a força contra-electromotriz que se opõe à tensão aplicada pelo barramento DC.

Durante o funcionamento como motor, quando uma fase é excitada, ambos os IGBTs se encontram ligados, e o valor da corrente toma valores crescentes enquanto a tensão aplicada na fase dominar a força contra-electromotriz ( $f_{cem}$ ). Este facto é traduzido pela equação (2.8), onde se verifica que nesta situação a derivada da corrente será positiva:

$$\frac{di_{ph}}{dt} = \frac{v_{ph} - f_{cem} - i_{ph} \times R_{ph}}{L(\theta)} \quad (2.8)$$

Sendo  $b_h$  a largura de banda do controlador de histerese, quando a corrente atinge um valor igual a  $[i_{ref} + (b_h / 2)]$ , um dos semicondutores é desligado, enquanto o outro mantém o estado activo. Esta operação faz com que seja aplicado aos terminais do enrolamento uma tensão de 0 V, permitindo que a fase desmagnetize lentamente devido ao valor negativo apresentado por  $di_{ph}/dt$ .

Durante o período de condução, quando, ao decrescer, a corrente tomar um valor igual a  $[i_{ref} - (b_h / 2)]$ , o interruptor de potência que fora desligado anteriormente retoma o modo de condução, para que a corrente na fase volte a subir. Ambos os semicondutores serão desligados quando o período de actividade da fase activa atingir o seu fim, havendo uma rápida desmagnetização do enrolamento devido à tensão negativa aplicada.

Este tipo de controlo é efectuado usando três níveis de tensão. No entanto, é um controlo típico apenas a baixas velocidades onde a força contra-electromotriz mantém um valor suficientemente baixo, permitindo que a corrente seja regulada durante o período em que os IGBTs se encontram activos. Para velocidades mais elevadas e níveis de carga consideráveis, a regulação de corrente não é possível, mesmo antecipando os ângulos de activação pois, não existe tempo suficiente para a corrente de referência ser atingida. O controlo neste caso é feito usando dois níveis de tensão [1]-[2], [1]-[33].

A Figura 2.6 ilustra as formas de onda características do modo de funcionamento como motor. Mais precisamente, a Figura 2.6a mostra as curvas características da corrente e fluxo quando existe regulação de corrente, juntamente com a respectiva tensão aos terminais do enrolamento de fase. Ilustra-se da mesma forma na Figura 2.6b a operação em *single-pulse* que é uma característica inerente para elevadas velocidades.



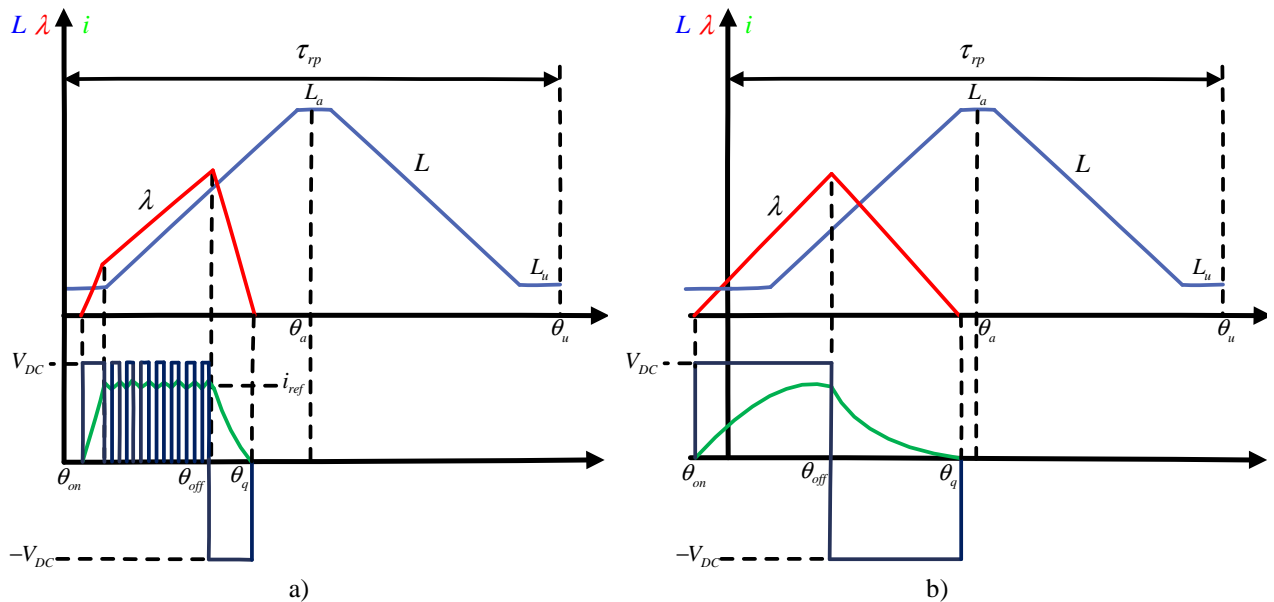


Figura 2.6: Formas de onda características do modo de funcionamento como motor: a) Regulação de Corrente; b) *Single-Pulse*.

### 2.5.2. Controlo de Corrente no Modo Gerador

O modo de geração da MRVC pode ser alcançado durante o período em que a indutância assume um declive negativo relativamente à posição rotórica. Assim, a gama de posições consideráveis ocorre desde a posição alinhada ( $30^\circ$ ) até à posição desalinhada ( $60^\circ$ ). O período de condução e os ângulos de actuação são escolhidos de acordo com a aplicação pretendida. Estes parâmetros de actuação são aplicados em todas as outras fases, mais uma vez, com os desfasamentos apropriados.

A regulação de corrente no modo de travagem regenerativa é ligeiramente diferente em relação ao modo de funcionamento como motor. No entanto, as diferenças surgem apenas aquando da aplicação do período de regulação em roda-livre, onde se pretende prontamente extrair alguma energia para devolver ao barramento DC. Neste caso, uma tensão de 0 V aplicada aos terminais do enrolamento resulta numa variação positiva da corrente, ou seja, magnetização (equação (2.8)).

No modo gerador, o enrolamento é inicialmente excitado aplicando uma tensão de valor igual a  $V_{DC}$ . Quando a corrente atinge um valor igual a  $[i_{ref} + (b_h / 2)]$ , ambos os semicondutores são desligados e a corrente decresce. Quando esta atinge o limiar inferior de valor igual a  $[i_{ref} - (b_h / 2)]$ , um dos interruptores de potência é comutado para o estado ON. A tensão aplicada ao enrolamento passa a ser igual a 0 V, havendo portanto roda-livre com o díodo em antiparalelo

que neste caso resultará em magnetização. Após  $\theta_{off}$ , os semicondutores são desligados, e uma tensão negativa será aplicada fazendo com que a corrente se extinga.

Devido ao funcionamento a elevadas velocidades, aos ângulos de comutação escolhidos ou à elevada carga aplicada, a corrente de referência pode não ser atingida durante o período em que os semicondutores se encontram ligados. Neste tipo de operação, a fase é magnetizada inicialmente com ambos os IGBTs ligados, e desmagnetizada com os dois semicondutores desligados. Como se verá mais à frente, a regulação usando apenas dois níveis de tensão é compatível com uma utilização mais eficiente do GRVC. A Figura 2.7 ilustra as formas de onda características no modo de travagem regenerativa, quer em regime de regulação de corrente (Figura 2.7a), quer em regime de elevadas velocidades (Figura 2.7b) [1]-[2],[1]-[33].

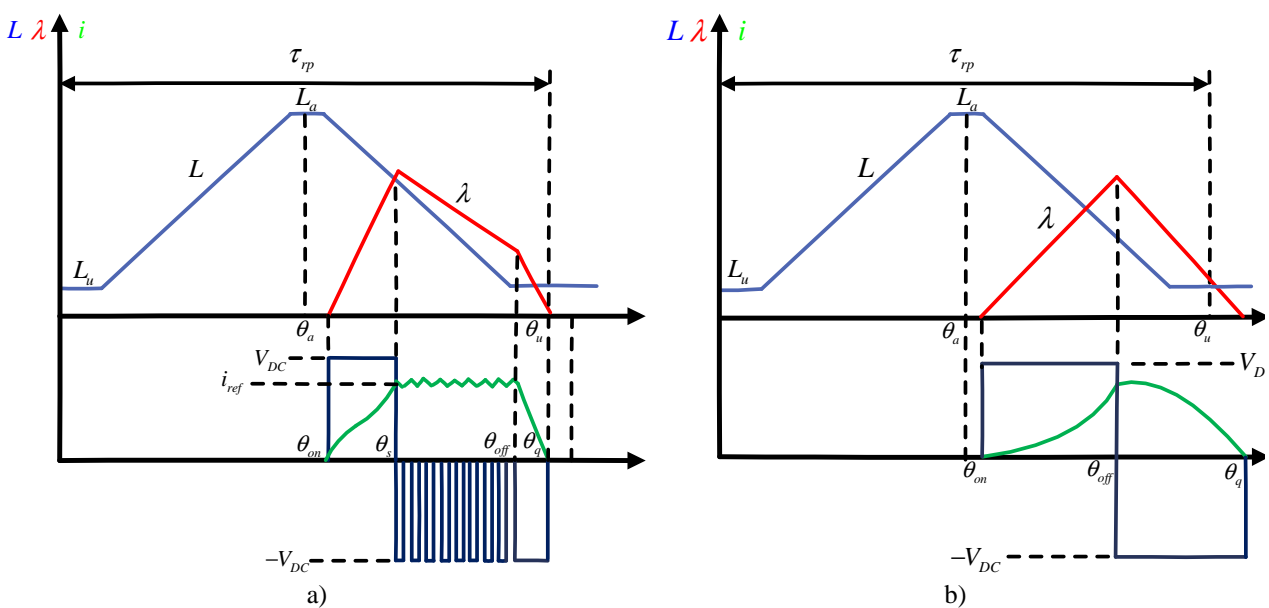


Figura 2.7: Formas de onda características do modo de funcionamento como gerador: a) Regulação de Corrente; b) *Single-Pulse*.

## 2.6. O GRVC e a Importância dos Ângulos de Actuação

Como em todos os geradores, num GRVC existe conversão de energia mecânica em energia eléctrica. Durante esta operação, a máquina produz um binário electromagnético negativo. O binário regenerativo é obtido quando a fase é excitada no momento em que o pólo rotórico se afasta da posição alinhada, ou seja, o rotor sofre uma força que contraria o movimento de rotação [15].

Um dos desafios mais interessantes na análise deste gerador é a determinação dos ângulos de comutação. Este problema é mais complexo do que no MRVC, onde apenas o ângulo  $\theta_{on}$  tem influência no pico atingido pela corrente de fase. No GRVC, ambos os ângulos de comutação

têm influência neste valor de pico, principalmente para valores de velocidade muito elevados [1],[15],[23].

O facto de existirem múltiplas combinações de ângulos que fornecem o mesmo valor médio da corrente do barramento DC, isto é, fornecem a mesma potência à carga, implica que se analisem outros parâmetros como o rendimento, binário, valor eficaz da corrente do barramento DC, valor eficaz da corrente por fase, etc.

Se o objectivo é otimizar o rendimento da máquina, a minimização do valor eficaz da corrente por fase é essencial, pois diminui as perdas por efeito de Joule, e diminui o valor de pico do fluxo, que por sua vez faz diminuir também as perdas no núcleo magnético. Por outro lado, as perdas por condução no conversor são também reduzidas, tal como será explicado mais detalhadamente nas próximas secções. Por outro lado, pode-se optar por um controlo que reduza a oscilação do binário electromagnético, embora esta opção implique uma escolha de ângulos de comutação diferentes daqueles que permitem alcançar valores de rendimento maiores [23].

### 2.6.1. Análise Qualitativa e Quantitativa das Perdas do GRVC

Quando se analisam os fluxos de perdas numa máquina eléctrica, é necessário abordar as perdas no cobre (efeito de Joule) e as perdas no ferro. Estas últimas subdividem-se em perdas por histerese e perdas por correntes de Foucault.

Como só existem enrolamentos no estator, a potência de perdas devido ao efeito de Joule ( $P_{Cu}$ ) é dada por:

$$P_{Cu} = m I_{rms}^2 R_{ph} \quad (2.9)$$

É possível verificar pela análise da equação (2.9) que as perdas são dependentes do número de fases da máquina ( $m$ ), do valor eficaz da corrente que circula nos enrolamentos ( $I_{rms}$ ) e do valor de resistência apresentado pelos mesmos ( $R_{ph}$ ) [21]-[24].

Por outro lado, as perdas no ferro são proporcionais à força magnetomotriz usada na excitação da máquina e à frequência a que a máquina opera. Uma vez que, a forma de onda do fluxo não é sinusoidal e este não se encontra uniformemente distribuído no núcleo magnético, existe a necessidade de usar fórmulas aproximadas para o cálculo das perdas no ferro  $P_{Fe}$ . Uma das fórmulas baseia-se na equação de Steinmetz:

$$P_{Fe} = c_h f B^{a+b} + c_e \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 \quad (2.10)$$

onde,  $f$  é a frequência de operação da máquina,  $B$  a indução magnética,  $c_h$  e  $c_e$  são os coeficientes de histerese e correntes de Foucault respectivamente. Finalmente,  $a$  e  $b$  são coeficientes, determinados a partir de curvas obtidas em laboratório, de modo estimar uma equação que permita caracterizar com o menor erro possível esta característica da máquina [21]-[24].

## 2.6.2. Controlo para Optimização do Rendimento do GRVC

Para o GRVC aproveitar da melhor forma a energia mecânica que lhe é fornecida, é necessário escolher uma estratégia de controlo que permita uma maior taxa de conversão de energia. Traduzindo de forma matemática, o quociente entre a potência usada na excitação da máquina  $P_{exc}$  e a potência devolvida à bateria  $P_0$  deve ser o menor possível. Esse quociente denominar-se-á rácio de excitação ( $\varepsilon$ ) e é definido pela equação seguinte:

$$\varepsilon = \frac{P_{exc}}{P_0} \quad (2.11)$$

Relativamente à Figura 2.7a, a potência de excitação é dada por:

$$P_{exc} = \frac{m}{\tau_{rp}} \int_{\theta_m}^{\theta_s} v_{ph} i_{ph} d\theta \quad (2.12)$$

A potência devolvida à bateria após o período de magnetização é:

$$P_0 = \frac{m}{\tau_{rp}} \int_{\theta_s}^{\theta_a} v_{ph} i_{ph} d\theta \quad (2.13)$$

Finalmente, a potência efectivamente gerada por fase resulta da subtracção entre a potência total devolvida à bateria e a potência de excitação,

$$P_{out} = P_0 - P_{exc} \quad (2.14)$$

Se se considerar,  $P_{in}$  como a potência mecânica disponível no veio, pode-se calcular o rendimento do gerador utilizando a fórmula tradicional:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.15)$$

Após estas considerações, é necessário fazer um estudo dos ângulos de actuação que permitem maximizar a equação (2.15). Essa maximização passa por reduzir ao máximo os fluxos de perdas referenciados na secção anterior. Como foi concluído, as perdas no ferro estão directamente relacionadas com o fluxo encadeado produzido durante a magnetização do gerador. O fluxo encadeado máximo é dado por [21]:

$$\lambda_{\max} = \frac{1}{\omega_m} \int_{\theta_{on}}^{\theta_s} (V_{DC} - R_{ph} i_{ph}) d\theta \quad (2.16)$$

O valor de pico calculado pela equação (2.16) depende directamente da velocidade do rotor, da tensão do barramento DC e da variação da corrente de fase durante o período de excitação.

A pesquisa bibliográfica efectuada sugere várias considerações na escolha dos ângulos de actuação sobre o GRVC que serão tomadas em conta na análise do seu rendimento. Conclui-se que, fixando o valor de  $\theta_{off}$ , o pico atingido pelo fluxo encadeado se reduz substancialmente com a escolha de ângulos  $\theta_{on}$  posteriores à zona alinhada. Por outras palavras, curtos períodos de condução são compatíveis com uma redução das perdas no núcleo magnético, uma vez que o tempo de magnetização não é suficiente para o fluxo atingir valores muito elevados.

No entanto, curtos períodos de condução farão com que a corrente de referência gerada pelo controlo possa não ser atingida durante o período de regulação. Esta situação faz com que o perfil da corrente de fase apresente valores de pico elevados, aumentando conseqüentemente o valor eficaz da corrente e as perdas no cobre. Conclui-se então que, para aumentar o rendimento do GRVC, é necessário um compromisso intermédio entre as perdas no núcleo magnético e as perdas no cobre.

Assim, de modo a aumentar o rendimento do gerador, os ângulos  $\theta_{on}$  são escolhidos em posições posteriores à posição alinhada e são progressivamente antecipados à medida que a velocidade e a carga aumentam.

Quanto aos ângulos  $\theta_{off}$  situam-se numa posição que permita aos díodos conduzirem numa zona onde o declive da indutância seja fortemente negativo permitindo assim, uma maior extracção de energia mecânica do veio.

A Figura 2.8 ilustra as formas de ondas típicas do GRVC aquando da aplicação de ângulos de actuação compatíveis com estas considerações. De notar, que esta alteração ao nível dos ângulos de comutação faz com que as correntes tenham maiores amplitudes, e valores eficazes mais distantes do valor médio. Por outro lado, a oscilação de binário electromagnético é aumentada,

uma vez que existe pouca sobreposição das diferentes correntes de fase e pouco tempo de regulação de corrente, fazendo com que a soma das correntes a cada instante seja muito irregular.

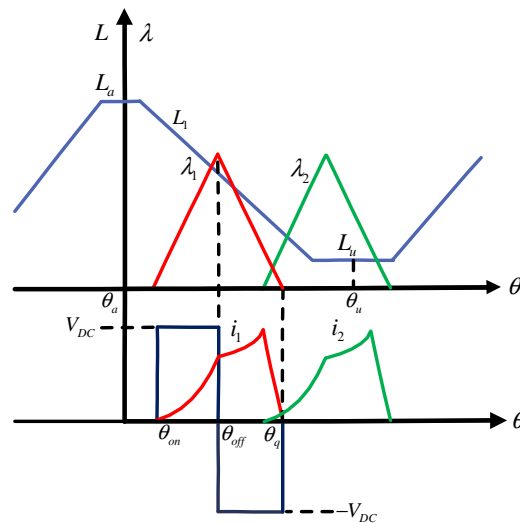


Figura 2.8: Formas de onda ilustrativas do controlo que permite aumentar o rendimento do GRVC.

### 2.6.3. Controlo para Redução da Oscilação Binário Electromagnético

O binário produzido pela MRVC é por natureza oscilante, provocando ruídos e vibrações indesejadas. Graças à topologia do conversor usado, as diferentes fases da máquina são controladas de modo independente, sendo por isso o binário electromagnético gerado igual à soma dos binários parciais das 4 fases. A maior oscilação produzida no binário desenvolvido ocorre nas transições entre as fases, devido à sobreposição dos binários parciais produzidos. Para determinadas aplicações, torna-se necessário diminuir ao máximo esta característica pulsante, e tal é assegurado pelo estudo dos ângulos de actuação [21]-[24],[34].

Para reduzir as oscilações de binário do GRVC, é conveniente manter constante o valor da corrente nas fases durante a maior parte do período onde o declive da indutância toma valores negativos, isto é, da posição alinhada à posição desalinhada. Por outro lado, é necessário permitir uma comutação suave entre as fases da máquina ao nível da magnitude da corrente de modo a não ocorrerem picos indesejados de binário desenvolvido.

Para o efeito, o ângulo de comutação  $\theta_{off}$  é escolhido perto da zona desalinhada, permitindo deste modo que o valor da corrente seja regulado em torno do seu valor de referência durante as posições essenciais na produção de binário. Assim, o binário electromagnético produzido será negativo e pouco oscilante numa vasta gama de posições. Em contrapartida, é após a posição  $\theta_{off}$ , que a energia armazenada no campo magnético é devolvida à bateria, e se este ângulo de actuação se situar na posição desalinhada, não há extracção de energia mecânica do veio. É este facto que demonstra o grande compromisso no controlo do GRVC, ou seja, para minimizar as

oscilações de binário, é necessário comprometer grande parte da energia mecânica fornecida pela máquina primária [21]-[24].

Quanto ao ângulo de actuação  $\theta_{on}$ , é escolhido de modo a que a corrente máxima permitida para as condições de funcionamento seja alcançada logo após a zona alinhada. Com o aumento de velocidade e da carga, é necessário antecipar cada vez mais este ângulo, até que acima de determinada velocidade (velocidade base) a regulação de corrente deixa de ser possível, passando a operar em modo *single-pulse*. No entanto, a estratégia de controlo para minimização da oscilação do binário permanece válida [21]-[24].

A escolha de um  $\theta_{on}$  muito antecipado faz com que haja produção de um binário electromagnético positivo durante a excitação do gerador, ou seja, a máquina funciona como motor nesses instantes, ocorrendo uma redução significativa do seu rendimento. Esta estratégia de controlo sugere elevados períodos de condução, o que implica maiores perdas por efeito de Joule devido à subida do valor eficaz das correntes de fase. Da mesma forma, o pico alcançado pelo fluxo encadeado é também muito elevado, revelando-se assim a estratégia menos eficiente no controlo do GRVC [21],[22].

Conclui-se que para minimizar as oscilações do binário electromagnético, é necessário ocorrer uma sobreposição significativa das correntes das fases da máquina, de modo a que a soma dos seus valores instantâneos do binário gerado se mantenha aproximadamente constante. Uma vez que, o binário depende do quadrado da corrente eléctrica, pequenos desvios serão penalizados com uma maior oscilação de binário. Assim, as formas de ondas típicas de tensão, corrente e fluxo quando se pretende minimizar o binário electromagnético gerado encontram-se ilustradas na Figura 2.9.

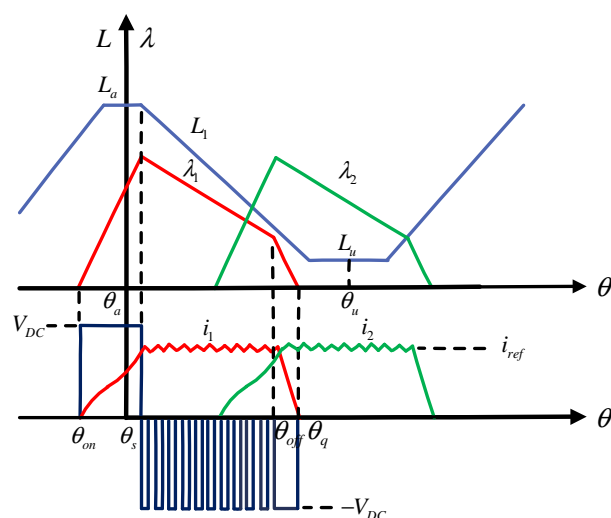


Figura 2.9: Formas de onda ilustrativas que permitem uma reduzida oscilação do binário electromagnético desenvolvido pelo GRVC.

É de notar que, as formas de onda ilustradas são obtidas para velocidades mais baixas pois, à medida que a velocidade aumenta, a corrente é progressivamente menos regulada e o binário electromagnético cada vez mais oscilante.

#### 2.6.4. Controlo Unificado do GRVC

As duas estratégias de controlo apresentadas nas duas últimas secções sugerem que seja criado um compromisso entre a oscilação do binário electromagnético e a potência fornecida à carga. Deste modo, pode ser desenvolvido um controlo baseado nos ângulos de actuação que permite obter um binário electromagnético pouco oscilante, não comprometendo em grande parte a energia mecânica fornecida pelo gerador.

Apesar da máquina não apresentar características lineares devido aos efeitos da saturação magnética, foi estabelecida uma relação linear nos ângulos de actuação. Assim, os ângulos de actuação nesta estratégia encontram-se compreendidos entre os respectivos ângulos das duas estratégias de controlo anteriores.

Com estes ângulos de comutação, consegue-se atingir um rendimento de compromisso, ao mesmo tempo que se reduz o nível de vibrações e ruído. Os períodos de condução são intermédios, tal como o valor de pico do fluxo encadeado atingido. Com isto, a corrente passa a ser menos regulada, ocorrendo assim menos comutações nos semicondutores de potência. A Figura 2.10 ilustra as formas de onda típicas desta estratégia de controlo onde, é possível observar os compromissos efectuados [21]-[24].

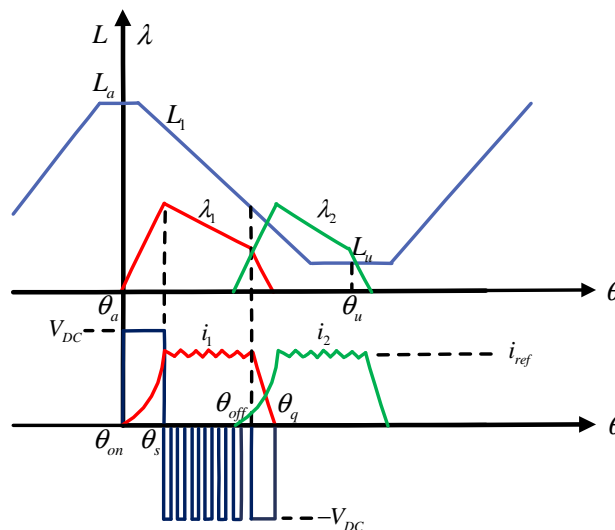


Figura 2.10: Formas de onda ilustrativas do controlo unificado do GRVC.



# Capítulo 3

## Simulação Computacional

### 3.1. Resumo

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos por simulação computacional, relativos ao funcionamento da MRVC nos quatro quadrantes. No entanto, será dada ênfase ao modo de funcionamento como gerador, onde serão apresentadas as três diferentes estratégias de controlo. A simulação computacional, foi efectuada usando o *software* Matlab/Simulink, sendo apresentado no Apêndice I os modelos de simulação que correspondem ao accionamento descrito no Capítulo 2.

É importante referir que em simulação foi criado um factor que permite alternar entre o controlo que optimiza o rendimento da máquina e o controlo que permite uma baixa oscilação do binário desenvolvido. Este factor  $K_x$  é compreendido entre 0 e 1, sendo ao valor zero associado ao controlo de optimização de rendimento e o valor 1 à estratégia que permite obter a menor oscilação de binário. O valor de 0.5 corresponde a um controlo unificado do GRVC, onde se estabelece o compromisso entre as duas estratégias.

### 3.2. Modelos Baseados no Fluxo Encadeado

Tal como anteriormente referido, o fluxo encadeado depende da corrente e da posição rotórica, constituindo a característica chave para o estudo da máquina. No entanto, é difícil descrever sucintamente uma relação matemática devido aos efeitos da saturação magnética, que conduz a uma elevada não-linearidade. Sob certas circunstâncias, o modelo da máquina poderá ser bastante simplificado, tornando-se mais fácil de abordar. Uma simplificação válida é considerar que a corrente de fase é suficientemente reduzida comparada com a corrente nominal da MRVC, de tal forma que os efeitos de saturação não se façam sentir [1]-[2]. Na zona linear de funcionamento, a relação do fluxo encadeado com a corrente é ilustrada na seguinte Figura 3.1.

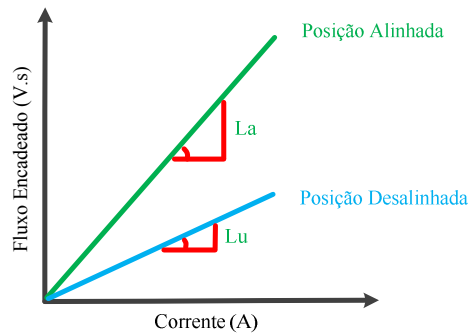


Figura 3.1: Modelo baseado na linearidade do fluxo encadeado.

No entanto, a não-linearidade da MRVC deve ser tomada em conta para obter um modelo mais fiável. Para isso, recorreu-se às curvas características da máquina cujo modelo pode ser completamente descrito através de:  $\lambda = \lambda(i_{ph}, \theta)$  e  $T = T(i_{ph}, \theta)$ .

Esta aproximação ao funcionamento da máquina consiste em duas tabelas de interpolação expressas em função da corrente de fase e da posição rotórica. Os dados de preenchimento das tabelas já eram conhecidos, devido a um estudo anterior da mesma máquina [2]. Embora seja uma aproximação bastante real, uma das limitações destes modelos é o facto de os valores de saída da tabela recorrerem a uma interpolação matemática, o que leva a erros mais ou menos acentuados. Os gráficos da Figura 3.2 e ilustram as curvas de magnetização e do binário em função da corrente.

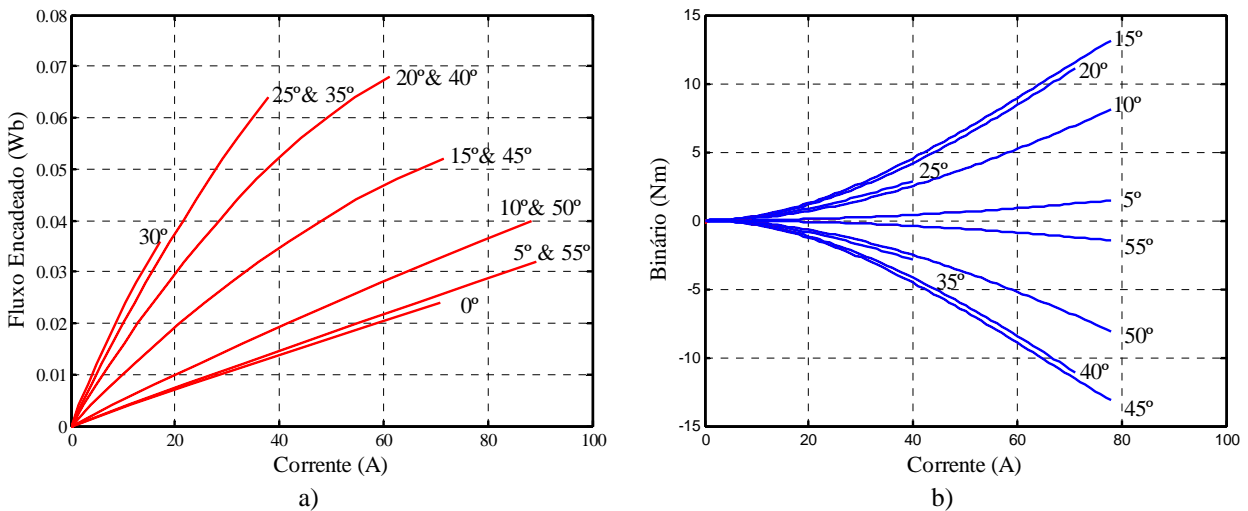


Figura 3.2: Gráficos ilustrativos das características intrínsecas da MRVC em estudo: a) Curvas características do Fluxo Encadeado; b) Curvas características do Binário Electromagnético Desenvolvido.

Fazendo uma rápida análise aos gráficos obtidos, é possível verificar pela Figura 3.2a que o fluxo encadeado desenvolvido é idêntico para posições equidistantes da posição alinhada ( $30^\circ$ ), tal como seria esperado. Verifica-se também que as posições mais próximas da posição alinhada apresentam maiores valores de fluxo, isto devido à baixa relutância apresentada pelo circuito

magnético. Quanto ao binário produzido, é negativo no período de 30° a 60°, e positivo no período 0° a 30°, devido ao declive de indutância apresentado nessas zonas. Por outro lado verifica-se que as zonas de maior produção de binário se situam nas posições 15° e 45°.

### 3.3. Modelo do Accionamento Baseado na MRVC 8/6

Os principais elementos da simulação são o modelo da máquina, o controlador, o conversor e o modelo de carga. Os impulsos de tensão são fornecidos pelo conversor, e são dependentes dos comandos do controlador. As tensões são parâmetros de entrada para o modelo da MRVC, enquanto as correntes, a posição do rotor e o binário electromagnético são parâmetros de saída.

Os ângulos de actuação aplicados são calculados com base em tabelas de interpolação, que aceitam como parâmetros de entrada a corrente de referência e a velocidade da máquina. Estas tabelas foram obtidas a partir de testes de simulação, onde foram testados todos os ângulos possíveis para efeitos de geração de energia com incrementos de 0.5° mecânicos. O resultado final consistiu assim em duas tabelas de ângulos de actuação, uma para garantir um binário electromagnético pouco oscilante, e outra para garantir uma eficiência mais elevada do GRVC.

O modelo do accionamento é apresentado esquematicamente na Figura 3.3 e é baseado no típico controlo de corrente já descrito no Capítulo 2.

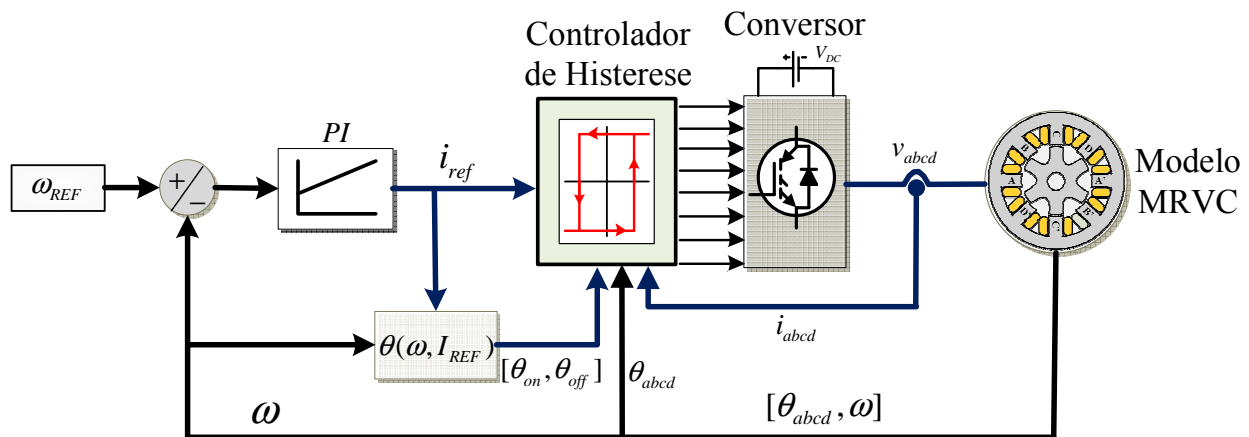


Figura 3.3: Modelo do accionamento criado em simulação.

A posição relativa às quatro fases é calculada integrando a velocidade, e considerando o devido conhecimento das características mecânicas da MRVC, uma vez que cada fase está desfasada de 15° mecânicos relativamente às fases adjacentes e tem 60° de período. A Figura 3.4 demonstra precisamente esses dois factos. No instante  $t = 0$  s de simulação, a fase A encontra-se numa posição mecânica igual a 0°, enquanto que todas as outras se encontram em posições múltiplas de 15° e dentro da gama 0°-60°. Por outro lado, verifica-se que cada fase se repete de 60° em 60° mecânicos.

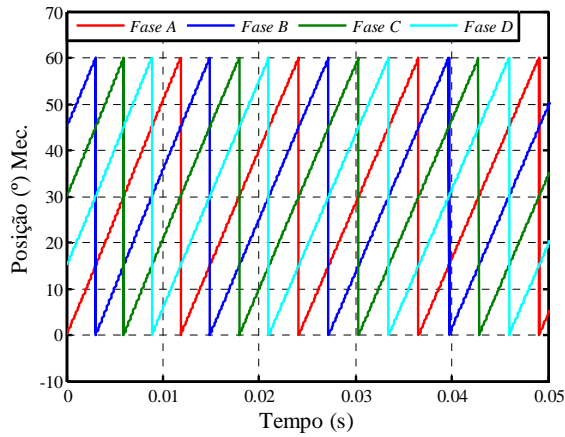


Figura 3.4: Exemplo ilustrativo da periodicidade e desfasamento das posições rotóricas das diferentes fases da MRVC 8/6.

O modelo da MRVC pode ser visto ao pormenor na Figura 3.5, onde estão ilustradas as tabelas de interpolação que caracterizam a parte electromagnética da mesma. Por outro lado, também se simulam as grandezas mecânicas calculando a velocidade, e a partir desta as posições relativas às quatro fases, recorrendo a dados característicos da máquina como o momento de inércia. Todos os dados característicos da MRVC em estudo e os valores usados em simulação podem ser visualizados no Apêndice I.

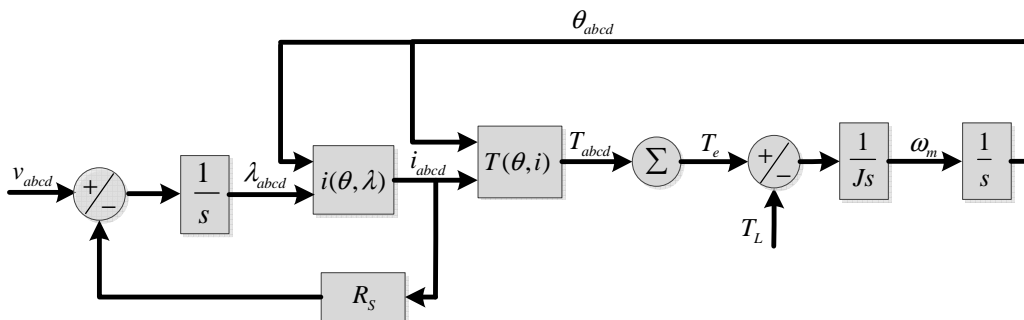


Figura 3.5: Modelo electromecânico usado na simulação da MRVC 8/6.

A velocidade da máquina e a sua posição podem ser simuladas recorrendo ao momento de inércia  $J$ , ao valor total do binário electromagnético desenvolvido pela MRVC  $T_e$ , e ao binário de carga, usando a conhecida equação (2.7).

### 3.4. Resultados de Simulação

Nesta secção serão apresentados alguns resultados de simulação que validam o modelo da MRVC e o respectivo accionamento no funcionamento nos 4 quadrantes. Comprovar-se-á também com resultados de simulação os princípios teóricos apresentados no Capítulo 2. No

entanto, antes de prosseguir, apresentam-se abaixo as variáveis que serviram de suporte para a análise dos resultados obtidos.

- Valor eficaz de um sinal:

$$Y_{rms} = \sqrt{f \int_0^{1/f} y(t)^2 dt} \quad (3.1)$$

- Valor médio de um sinal:

$$Y_{dc} = f \int_0^{1/f} y(t) dt \quad (3.2)$$

- Oscilação total da forma de onda (TWO):

$$TWO = \frac{\sqrt{Y_{rms}^2 - Y_{dc}^2}}{|Y_{dc}|} \times 100\% \quad (3.3)$$

- Rendimento do accionamento (em modo gerador):

$$\eta_a = \frac{\langle v_{dc} \rangle \langle i_{bus} \rangle}{T \times N_{rpm} \times \pi / 30} \quad (3.4)$$

### 3.4.1. Transição Entre o Modo de Funcionamento Motor-Gerador

Os gráficos da Figura 3.6 ilustram a transição entre os dois modos de funcionamento nomeadamente, de motor para gerador. O ensaio é feito mantendo uma velocidade de 1200 rpm, sendo o nível de carga usado, em módulo, igual a 2 Nm.

O binário aplicado no veio da máquina comuta aos 40 ms de simulação passando de 2 Nm para -2 Nm, coincidente com o modo de funcionamento como motor e gerador respectivamente. Os ângulos de actuação usados no modo de motor foram  $0^\circ$  e  $24^\circ$  para  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , respectivamente. Depois da comutação entre modos de funcionamento, os ângulos de comutação para o modo de gerador estabeleceram-se em  $22.7^\circ$  e  $55^\circ$ , mais uma vez, para  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ .

Analisando a Figura 3.6b, é perceptível a comutação entre os modos de funcionamento se for observado o comportamento e o sinal do binário electromagnético desenvolvido. Aos 40 ms de simulação o binário decresce rapidamente tomando valores negativos compatíveis com o modo de travagem regenerativa. A ordem para a comutação entre os modos de funcionamento é dada pela corrente de referência gerada pelo controlador PI quando esta cruza o eixo temporal,

como ilustra a Figura 3.6c. A partir desse instante são aplicados os ângulos de actuação característicos do funcionamento como gerador. Por fim, as correntes da máquina, Figura 3.6a, como seria de esperar, mantêm-se unipolares devido às características do conversor usado.

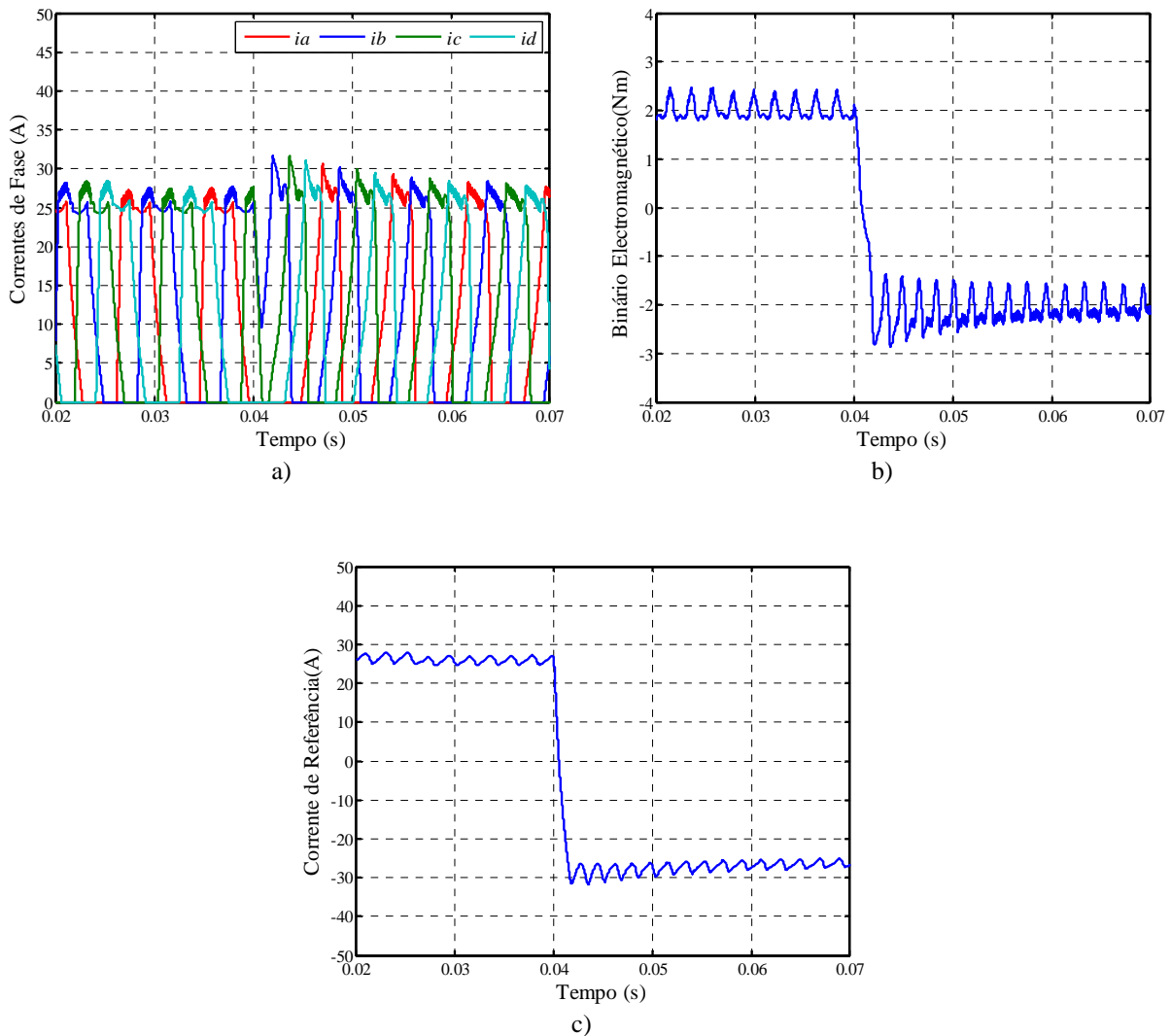


Figura 3.6: Transição Motor-Gerador: a) Correntes de Fase; b) Binário Electromagnético desenvolvido; c) Corrente de referência gerada pelo controlo.

### 3.4.2. Simulação do GRVC com Distintas Estratégias de Controlo

Para comprovar as 3 estratégias de controlo para o GRVC descritos no Capítulo 2, apresentam-se nesta secção os resultados de simulação obtidos para uma velocidade de 900 rpm e -3 Nm. No Apêndice II encontram-se outras simulações efectuadas que comprovam e completam os resultados demonstrados nesta secção.

- **Controlo para Redução da Oscilação do Binário ( $K_x = 1$ )**

Usando a estratégia que permite obter uma baixa oscilação de binário electromagnético obtiveram-se as formas de onda ilustradas na Figura 3.7. Os ângulos de actuação aplicados

sugerem elevados períodos de condução, uma vez que neste caso são iguais a  $23.5^\circ$  e  $55^\circ$ , para  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  respectivamente. É possível verificar pela Figura 3.7a que, o valor máximo de todas as correntes instantâneas a cada instante mantém-se aproximadamente constante ao longo do tempo, contribuindo para a redução da oscilação do binário electromagnético.

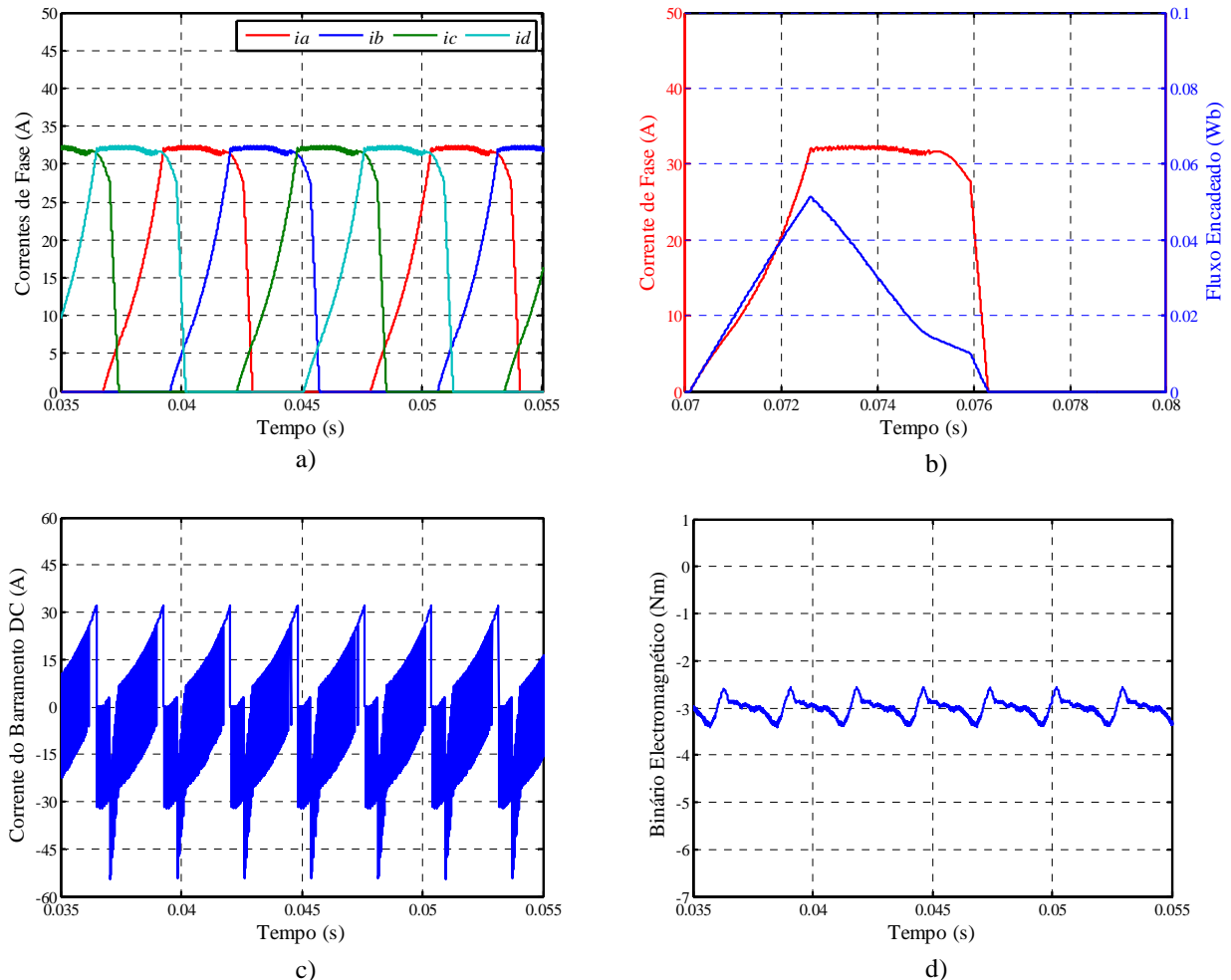


Figura 3.7: Simulação efectuada a 900 rpm e -3 Nm para redução da oscilação do binário electromagnético desenvolvido: a) Correntes de fase; b) Corrente Fase e Fluxo Encadeado na fase A; c) Corrente do barramento DC; d) Binário Electromagnético desenvolvido.

As correntes de fase apresentam um valor eficaz igual a 19 A e um valor médio de 12.8 A. Esta estratégia é caracterizada por um elevado número de comutações de um dos IGBTs, fazendo com que a corrente do barramento DC, apresente o perfil apresentado na Figura 3.7b. Na Figura 3.7b, é possível verificar o longo período de existência de fluxo encadeado, mais uma vez devido aos elevados períodos de condução.

A corrente média no barramento DC é igual -0.7 A, resultando num baixo rendimento da conversão de energia em relação à potência mecânica disponível no veio. O rendimento do accionamento obtido é igual a 6.1%. Quanto ao binário electromagnético ilustrado na Figura 3.7d, observa-se uma oscilação relativamente reduzida, caracterizada por um TWO de 6.5%.

Neste caso, o valor médio do binário electromagnético coincide com o binário mecânico imposto no veio, uma vez que não são consideradas perdas mecânicas.

- **Controlo para Aumento do Rendimento do GRVC ( $K_x = 0$ )**

Optando pelo controlo que permite aumentar a potência devolvida à bateria, obtemos formas de onda totalmente diferentes, conforme ilustrado na Figura 3.8. Neste caso, os ângulos de actuação utilizados são  $30.7^\circ$  e  $40^\circ$ , resultando em períodos de condução bastante reduzidos relativamente à estratégia anterior.

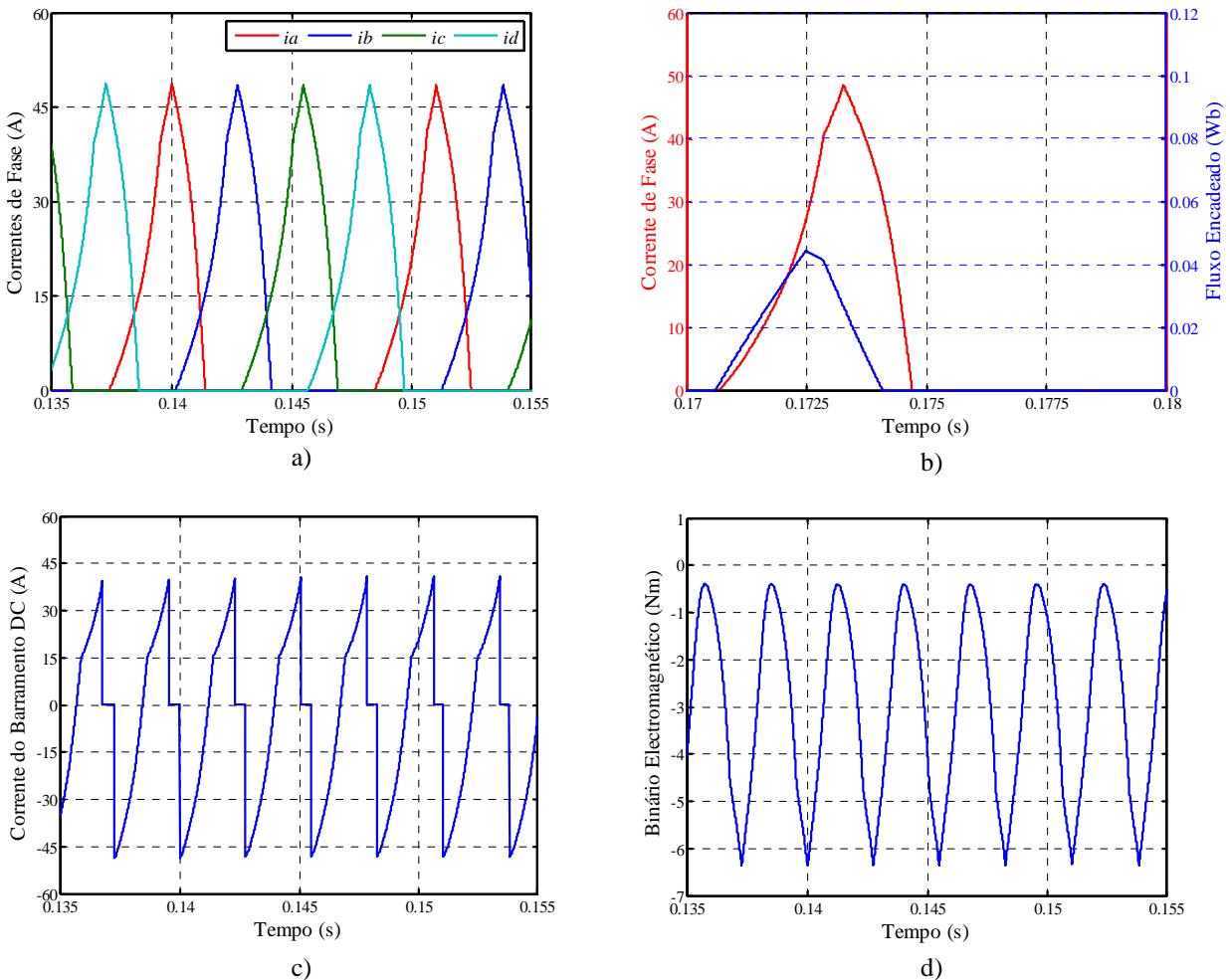


Figura 3.8: Simulação efectuada com 900 rpm e -3 Nm para aumento da eficiência do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente Fase e Fluxo Encadeado na fase A; c) Corrente do barramento DC; d) Binário Electromagnético desenvolvido.

Como já foi concluído no Capítulo 2, a corrente de fase para esta gama de ângulos não é regulada pois, a corrente de referência não é atingida no período de condução dos semicondutores. Tal pode ser comprovado na Figura 3.8a. As amplitudes das correntes são maiores relativamente ao caso anterior e os valores médios e eficazes afastam-se consideravelmente (8.6 A e 16.6 A, respectivamente no presente caso). Como consequência o



binário toma oscilações enormes, caracterizadas neste caso por um TWO igual a 63.6% (Figura 3.8d).

No entanto, a vantagem deste método encontra-se no valor médio da corrente do barramento DC. É possível verificar visualmente pelo gráfico que a corrente média é maior em módulo do que no caso anterior, apresentando um valor de -3 A. O maior valor de rendimento da máquina neste caso (22.6%), deve-se sobretudo ao facto do valor eficaz do fluxo atingido ser relativamente mais baixo do que no caso anterior, contribuindo para menores perdas no núcleo magnético.

- **Controlo Unificado do GRVC ( $K_x = 0.5$ )**

Por fim, e antes de passar à análise conjunta de todos os resultados, demonstra-se na Figura 3.9 a solução de compromisso. Esta estratégia foi obtida usando um ângulo  $\theta_{on}$  igual a  $27.1^\circ$  e um  $\theta_{off}$  igual a  $47.5^\circ$ .

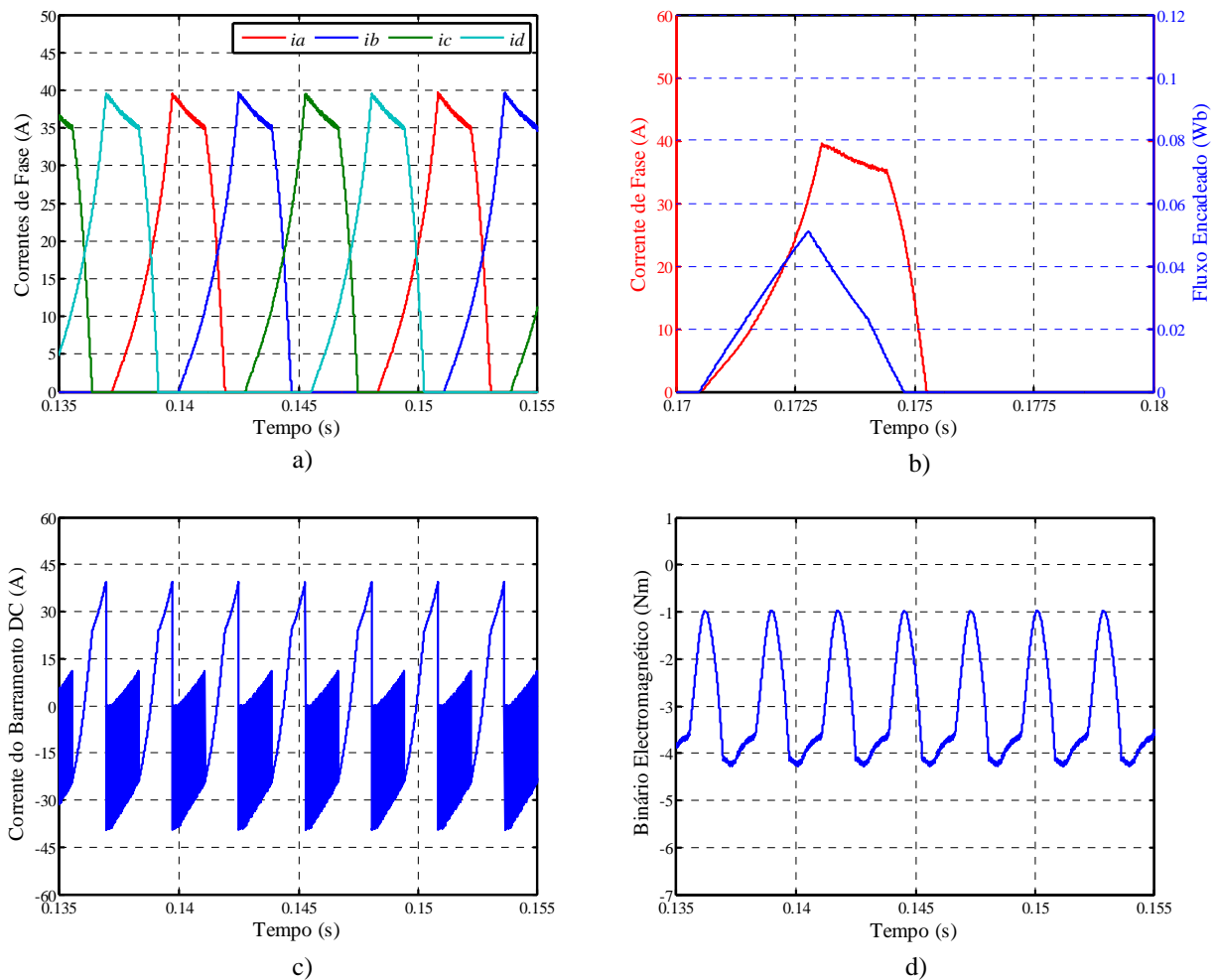


Figura 3.9: Simulação efectuada a 900 rpm e -3 Nm para um controlo unificado do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente Fase e fluxo encadeado na fase A; c) Corrente do barramento; DC d) Binário electromagnético desenvolvido.

É possível verificar pelo gráfico da Figura 3.9a e pelos ângulos de actuação impostos que cada fase da máquina conduz durante um período intermédio relativamente às duas estratégias anteriormente aplicadas. Isto contribui para que a corrente do barramento DC (Figura 3.9c) seja menos regulada relativamente à estratégia usada para a minimização da oscilação do binário electromagnético desenvolvido e conseqüentemente as oscilações desta grandeza (Figura 3.9d) sejam maiores. Concluindo, o uso de valores  $K_x$  compreendidos entre 0 e 1, permitem obter diferentes modos de funcionamento ao nível do desempenho da máquina mais precisamente, no comportamento do rendimento e da oscilação do binário electromagnético.

- **Análise dos Valores Numéricos**

Na Tabela 3.1 são apresentados de forma resumida todos os valores numéricos obtidos para as três estratégias de controlo consideradas.

Tabela 3.1: Valores numéricos obtidos para as três estratégias de controlo e para uma velocidade de 900 rpm e binário de carga de -3 Nm.

	$I_{rms} (A)$	$\langle i \rangle (A)$	$I_{bus\_RMS} (A)$	$\langle i_{bus} \rangle (A)$	$TWO(\%)$	$\langle v_{dc} \rangle (V)$	$\eta_a(\%)$
$K_x = 1$	19.0	12.8	20.8	-0.7	6.5	24	6.1
$K_x = 0.5$	17.2	9.7	24.1	-2.2	37.5	24	18.4
$K_x = 0$	16.6	8.6	30.5	-3.0	63.6	24	22.6

É interessante verificar que a corrente eficaz de fase diminui com a diminuição do factor  $K_x$ , contribuindo para a redução das perdas por efeito de Joule.

A corrente do barramento DC aumenta significativamente em módulo, comprovando e validando as características de cada estratégia de controlo. O mesmo se pode afirmar do valor de TWO apresentado pelo binário e o rendimento geral do accionamento

Embora apresente rendimentos baixos, estes justificam-se devido às condições mecânicas de operação. Este regime de funcionamento encontra-se muito distante das condições nominais da máquina contribuindo para os baixos rendimentos obtidos. Uma vez que o material disponibilizado para a validação prática não permite que a máquina opere nas condições nominais, optou-se pela realização de simulações que pudessem ser comprovadas experimentalmente. Apesar destas limitações, estas não interferem no principal objectivo de estudo deste trabalho, podendo as mesmas conclusões serem extrapoladas para as restantes condições de funcionamento.

# Capítulo 4

## Validação Experimental

### 4.1. Resumo

O objectivo da validação experimental foi implementar o funcionamento em regime normal da MRVC nos quatro quadrantes, dando particular destaque ao modo de funcionamento como gerador. O controlo previamente desenvolvido e testado em ambiente de simulação foi igualmente implementado experimentalmente, podendo assim haver confronto de resultados, garantindo também a viabilidade do modelo desenvolvido. No Apêndice II encontram-se anexados mais ensaios experimentais com as respectivas simulações, para outros regimes de carga e velocidade. Deste modo, o accionamento experimental é semelhante ao usado em simulação, tal como descrito na Figura 3.3.

Na montagem experimental foram usados uma MRVC 8/6 1.5kW, uma bancada de teste de quatro quadrantes com um servomotor, um conversor de potência, sensores de corrente LEM LA-100P e um *encoder* incremental. Para a alimentação foram usadas duas baterias de chumbo de 12 V, e 70 Ah. O conversor é formado por módulos de IGBTs *Semikron SEMIX202GB066HDs*.

O controlo desenvolvido na simulação foi implementado na prática recorrendo à plataforma de controlo e aquisição dSPACE DS1103. Por fim, o *software* ControlDesk foi usado como interface gráfica entre o utilizador e o controlador, permitindo visualizar as grandezas em análise, bem como, a parametrização das variáveis de controlo e aquisição de dados em tempo real. No Apêndice IV encontram-se imagens e as características dos materiais utilizados.

### 4.2. Validação Prática

Nesta secção serão demonstrados alguns resultados obtidos na prática que comprovam os já obtidos no Capítulo 3. Os gráficos que representam o binário electromagnético neste capítulo

resultam de uma estimação recorrendo ao modelo da máquina e não a um valor directamente medido.

### 4.2.1. Transição entre o Modo de Funcionamento Motor-Gerador

Com o objectivo de analisar a comutação entre estes dois modos de funcionamento, fez-se uma transição do modo de motor, para gerador para uma velocidade de 1200 rpm. Antes da variação, o binário de carga aplicado ao motor tinha o valor de 2 Nm, aplicando-se depois uma variação em degrau para um binário regenerativo com um valor de -2 Nm. O controlo implementado reconhece a necessidade de alteração do modo de funcionamento através da variação do sinal da corrente de referência, visualizado na Figura 4.1c. A partir do instante em que o valor da corrente referência passa a negativo, é aplicado o controlo coincidente com o modo de funcionamento de gerador.

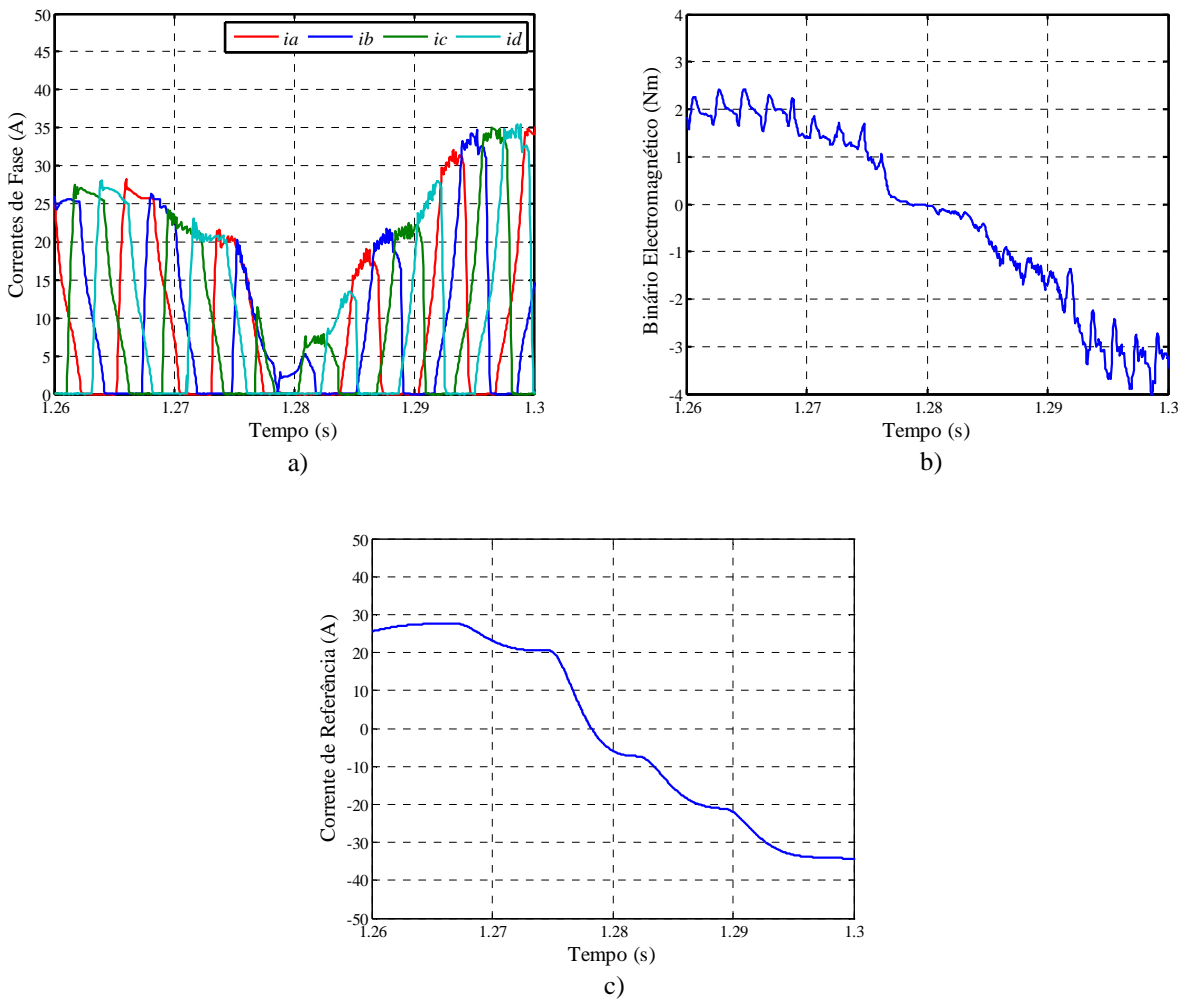


Figura 4.1: Transição do funcionamento motor-gerador: a) Correntes de fase; b) Binário electromagnético; c) Corrente de referência gerada pelo controlo.

Durante o transitório, as formas de onda da corrente assumem contornos também de transição, devido à comutação entre os modos de funcionamento (Figura 4.1a). O binário electromagnético estimado tem um comportamento bastante similar à corrente de referência, como é visível na Figura 4.1b.

#### 4.2.2. Simulação do GRVC com Distintas Estratégias de Controlo

Tal como referido anteriormente, existe um compromisso entre a oscilação de binário e o rendimento do GRVC. Neste contexto, a estratégia de controlo desenvolvida foi igualmente implementada e validada experimentalmente, apresentando-se os resultados ao longo desta secção. Os ensaios laboratoriais apresentados foram efectuados para uma velocidade mecânica de operação igual a 900 rpm e binário de carga de -3 Nm.

Os ângulos de actuação são distintos nas diferentes estratégias para a mesma potência mecânica disponível no veio. No modo que permite reduzir a oscilação do binário electromagnético, as tabelas de interpolação estabeleceram valores de 25° e 55° mecânicos para os ângulos de actuação  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , respectivamente. Para o modo de maximização do rendimento, foram usados os ângulos 28.5° e 40° e por último, no modo de compromisso, usaram-se como ângulos de actuação 26.75° e 47.5°.

- **Controlo de Minimização da Oscilação do Binário ( $K_x = 1$ )**

É possível verificar pela Figura 4.2a que cada fase conduz durante um período consideravelmente elevado, ocorrendo também regulação de corrente, permitindo estabilizar a amplitude da mesma no seu valor de referência. São ilustrados também os gráficos relativos à corrente do barramento DC (Figura 4.6b) e binário electromagnético estimado (Figura 4.7c).

Fazendo uma análise quantitativa, verifica-se que a corrente em cada fase da máquina apresenta um valor eficaz de 16.5 A e um valor médio de 11.0 A. Estes dados comprovam os elevados períodos de condução devido à maior proximidade destes valores.

Da conjugação das quatro correntes de fase, resulta uma corrente no barramento DC com um valor médio de -0.5 A e um valor eficaz de 18 A. Quanto ao binário electromagnético, tem um valor médio de -2.3 Nm e um TWO de 7.8%. Por último, a tensão na bateria durante o ensaio tomou um valor médio de 24.1V.

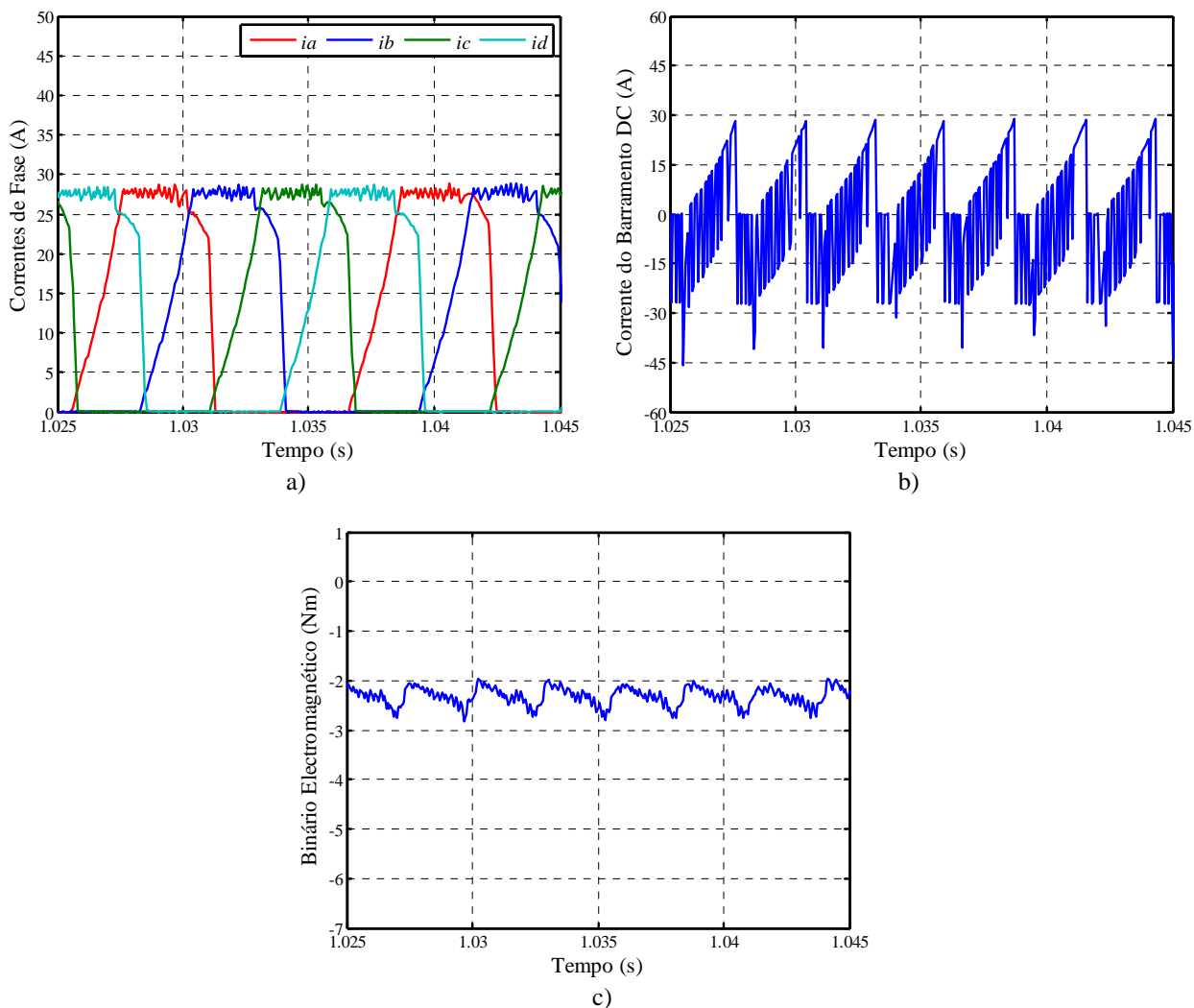


Figura 4.2: Formas de onda ilustrativas do controlo para a minimização da oscilação do binário electromagnético: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado.

- **Controlo para maximização do rendimento do GRVC ( $K_x = 0$ )**

Nesta estratégia, o tempo de condução das diferentes fases da MRVC é reduzido, operando a máquina em modo *single-pulse*, como é possível verificar pelas formas de onda da Figura 4.3.

É possível comprovar que de facto, não existe regulação de corrente e que o pico de corrente atingido é muito mais elevado do que no caso anterior (Figura 4.3a). Isto verifica-se uma vez que os IGBTs são ambos comutados para o estado OFF e a corrente continua a subir através da condução dos díodos, fazendo com que o rácio de excitação tome um valor baixo e que o rendimento do GRVC suba de forma considerável.

Quantitativamente seria expectável que quer o valor eficaz das correntes de fase, quer o valor médio das mesmas, se reduzam significativamente relativamente à estratégia anterior. Tal se comprova, pois neste ensaio obtiveram-se os valores 15A e 7.5 A, respectivamente.

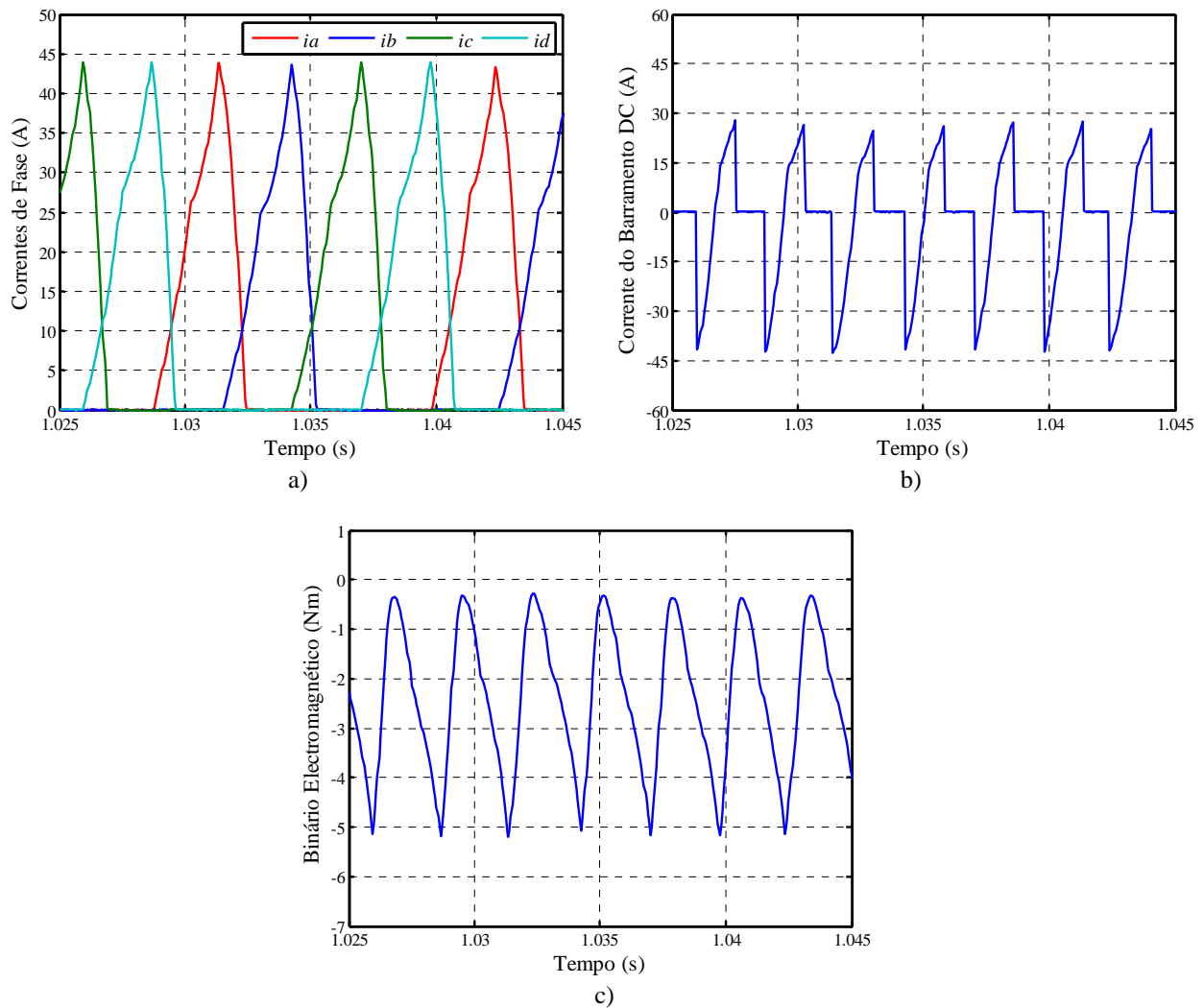


Figura 4.3: Formas de onda ilustrativas do controlo para aumento do rendimento do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado.

O valor médio da corrente no barramento DC (Figura 4.3b) é muito mais elevado, atingindo um valor de -2.4 A. Consequentemente o valor eficaz também sofre um acréscimo significativo, atingindo os 18.3 A. O binário electromagnético estimado (Figura 4.3c) toma um valor médio, que obviamente tem um valor próximo do caso anterior (-2.4 Nm), embora o TWO seja de aproximadamente de 60.4%. Neste caso em concreto, a tensão média na bateria rondou os 24.2 V.

- **Controlo Unificado do GRVC ( $K_x = 0.5$ )**

Com este controlo procurou-se mais uma vez garantir um conjunto de variáveis de actuação que permitam tirar o melhor das duas estratégias de controlo já referidas. Os resultados obtidos encontram-se representados na Figura 4.4.

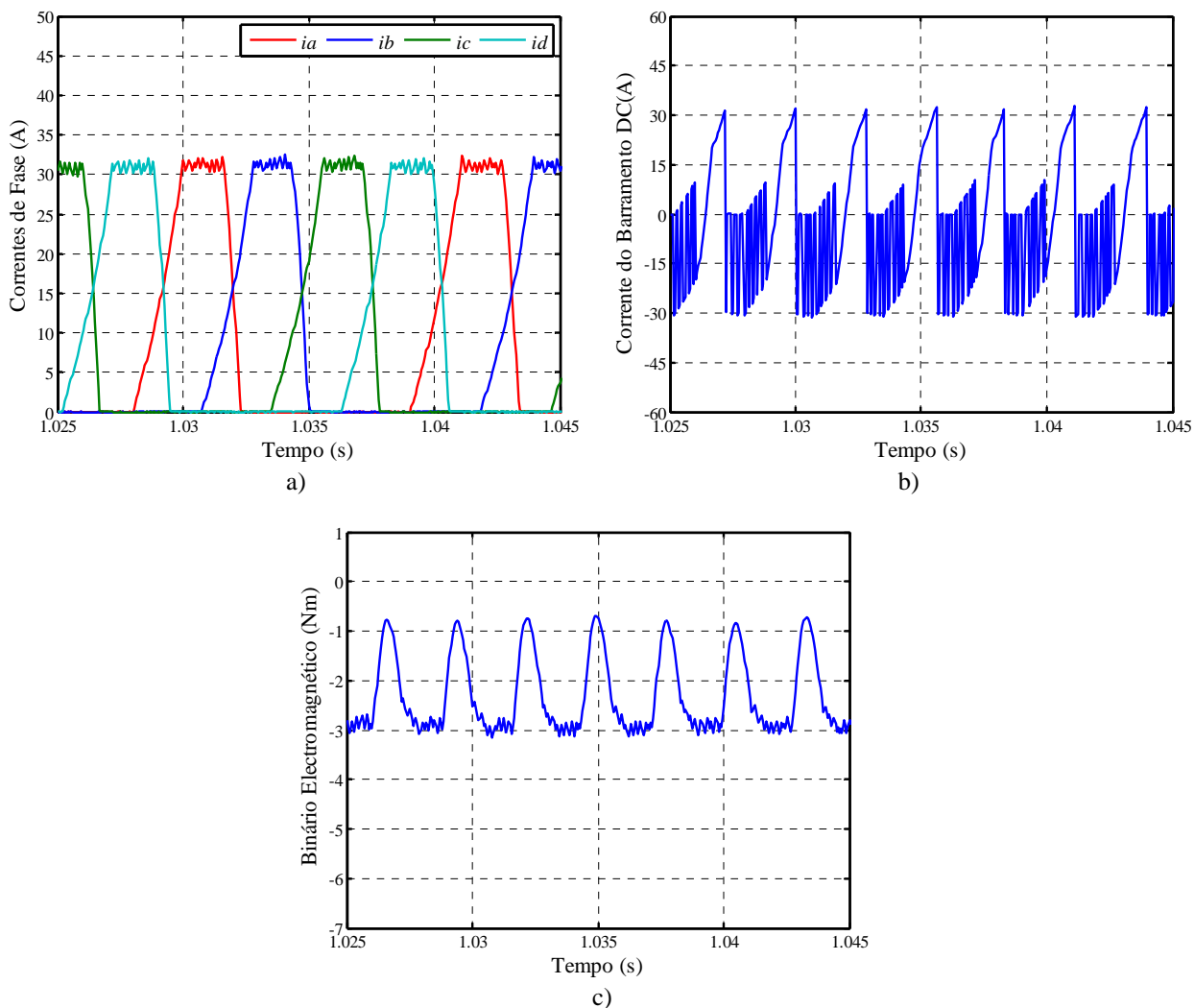


Figura 4.4: Formas de onda ilustrativas do controlo unificado do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado.

Neste tipo de controlo, o tempo de condução será intermédio relativamente aos casos anteriores, como é possível verificar na Figura 4.4a. A corrente do barramento DC, Figura 4.4b, é menos regulada relativamente à estratégia anterior. O binário apresentará *a priori* um valor de TWO também compreendido entre os valores da mesma grandeza obtidas nas outras estratégias de controlo (Figura 4.4c).

De um ponto de vista mais quantitativo, as correntes de fase apresentam agora um valor eficaz de 14.6 A e um valor médio de 8.1 A. O valor da corrente do barramento DC média é igual a -1.9 A enquanto o valor eficaz é 19.7 A. O valor médio do binário electromagnético é de cerca -2.3 Nm com um TWO de 34.6%. A tensão média do barramento assumiu valores relativamente mais elevados situando-se nos 24.2 V.



- **Análise Valores Numéricos Obtidos**

A Tabela (4.1) faz o resumo dos valores retirados para as três estratégias de controlo consideradas, de modo a possibilitar uma melhor comparação dos casos em estudo.

Tabela 4.1: Valores numéricos obtidos para as três estratégias de controlo e para uma velocidade de 900 rpm e binário de carga igual a -3Nm

	$I_{rms} (A)$	$\langle i \rangle (A)$	$I_{bus\_RMS} (A)$	$\langle i_{bus} \rangle (A)$	$TWO(\%)$	$\langle v_{dc} \rangle (V)$	$\eta_a(\%)$
$K_x = 1$	16.5	11.0	18.0	-0.5	7.8	24.1	4.5
$K_x = 0.5$	14.6	8.1	19.7	-1.9	34.6	24.2	15.7
$K_x = 0$	15	7.5	18.3	-2.4	60.4	24.2	20.1

Verifica-se que à medida que o factor diminui, o valor médio da corrente de fase também decresce progressivamente uma vez que o período de condução também vai diminuindo. Por outro lado, o valor de pico da corrente de fase do ensaio relativo a  $K_x = 1$  foi suficientemente elevado para que fizesse aumentar consideravelmente o seu valor eficaz no ensaio correspondente, apesar do curto período de condução.

Este facto é corroborado através da análise da corrente média do barramento DC, que vai aumentando em módulo, aumentando também a potência enviada para a bateria para a mesma potência mecânica disponível. Quanto ao binário electromagnético, é muito mais oscilante à medida que se melhora o rendimento do GRVC, isto porque, a sobreposição das correntes nas quatro fases se vai reduzindo. Embora as perdas no núcleo magnético sejam difíceis de analisar experimentalmente, é teoricamente expectável que diminuam progressivamente com a diminuição dos períodos de condução.

Verifica-se uma elevada coerência relativamente aos resultados de simulação obtidos. As diferenças que surgem são devidas a parâmetros não considerados em simulação, como por exemplo a existência de perdas mecânicas e por efeito de Joule inerentes ao sistema experimental, que contribuem para um rendimento inferior.

# Capítulo 5

## Diagnóstico de Avarias

### 5.1. Introdução

No âmbito da bolsa de investigação, foi ainda desenvolvido um método de diagnóstico de avarias no conversor do accionamento em estudo. Não obstante o tema principal da dissertação se foque no estudo do funcionamento da MRVC em modo gerador, o método de diagnóstico desenvolvido tem por base o modo de funcionamento como motor.

O principal desafio foi desenvolver um novo algoritmo de diagnóstico sem recorrer a quaisquer sensores ou equipamento extra, conseguindo simultaneamente obter níveis de robustez a transitórios elevados, minimizando os requisitos computacionais para a sua fácil integração em tempo-real no controlador.

Neste contexto, para além destas características, o método desenvolvido permite ainda detectar avarias de curto-circuito (CC) e circuito aberto (CA) nas diferentes fases do conversor, fornecendo informação exacta sobre o semiconductor avariado. O Apêndice IV é dedicado a este método de diagnóstico onde, se encontram ilustrados vários ensaios práticos em diferentes regimes de velocidade e binário.

### 5.2. Detecção da Fase em Avaria

Antes de proceder à identificação do IGBT em avaria, identifica-se primeiramente a fase onde esta ocorreu. A Figura 5.1 ilustra de modo esquematizado o algoritmo de detecção implementado.

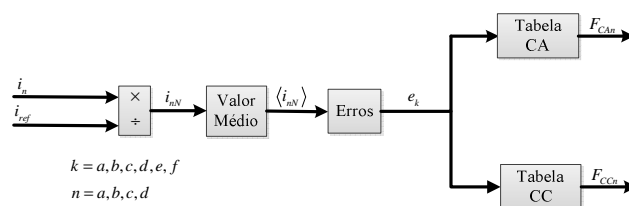


Figura 5.1: Representação esquemática do algoritmo de detecção de CA e CC nas fases da MRVC.

Este diagnóstico baseia-se na leitura das correntes de fase da MRVC que são adquiridas em tempo real e usadas directamente pelo controlo. De modo, a tornar o método independente da carga aplicada, as correntes  $i_n$  são primeiramente normalizadas ( $i_{nN}$ ) usando o sinal da corrente de referência  $i_{ref}$  obtida do sistema de controlo.

$$i_{nN} = \frac{i_n}{|i_{ref}|} \quad (5.1)$$

Consoante o tipo de falha, as correntes de fase da máquina apresentarão comportamentos diferentes. No caso de ocorrer um circuito aberto num dos semicondutores de potência, a corrente na fase afectada tende a diminuir até se extinguir completamente. Num curto-circuito, a corrente tende a aumentar, atingindo valores muito elevados, se o IGBT que sofre o defeito corresponde àquele controlado pelo comparador de histerese. Se o defeito ocorrer no outro interruptor, o valor da corrente mantém-se próximo do seu valor de referência durante todo o período dessa fase.

Com base neste comportamento distinto das correntes da máquina, a avaria pode ser diagnosticada recorrendo aos valores médios das correntes normalizadas da máquina  $\langle i_{nN} \rangle$ :

$$\langle i_{nN} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_{nN} dt, \quad n = a, b, c, d \quad (5.2)$$

sendo o período  $T$ , dependente da velocidade de operação ( $N_{rpm}$ ) da máquina, como se demonstra na dedução efectuada na equação (5.3) :

$$T = \frac{60}{N_{rpm} N_r} = \frac{60}{N_{rpm} \times 6} = \frac{10}{N_{rpm}} \quad (5.3)$$

Estas variáveis permitem com segurança diagnosticar a existência das falhas já mencionadas em qualquer uma das fases. No entanto, para determinar o IGBT em falha, é necessário que o método seja suficientemente rápido na detecção, por motivos que serão explicados nas próximas secções.

Devido à especificidade das formas de onda das correntes da MRVC, não é possível através dos valores médios das correntes normalizadas definir um *threshold* geral que permita conferir características de robustez e rapidez necessárias, uma vez que os ângulos de comutação variam com a velocidade e o binário de carga aplicado. Deste modo, apesar das quatro variáveis  $\langle i_{nN} \rangle$  registarem valores semelhantes em condições normais de funcionamento, estes podem variar de

forma mais ou menos razoável na gama entre 0 e 1, consoante os valores de velocidade e binário de carga da máquina.

De modo a suprimir este problema e tornar o algoritmo imune às condições de funcionamento, podem-se definir seis variáveis de erro ( $e_k$ ) através dos valores de  $\langle i_{nN} \rangle$ . Estas resultam de todas as combinações dos sinais dois a dois, conforme descrito pelas seguintes expressões:

$$\begin{cases} e_a = \langle i_{aN} \rangle - \langle i_{bN} \rangle \\ e_b = \langle i_{aN} \rangle - \langle i_{cN} \rangle \\ e_c = \langle i_{aN} \rangle - \langle i_{dN} \rangle \\ e_d = \langle i_{bN} \rangle - \langle i_{cN} \rangle \\ e_e = \langle i_{bN} \rangle - \langle i_{dN} \rangle \\ e_f = \langle i_{cN} \rangle - \langle i_{dN} \rangle \end{cases} \quad (5.4)$$

Em condições de funcionamento normal e em regime estacionário, todas as variáveis tomam um valor próximo de zero. No caso de ocorrer um curto-circuito ou um circuito aberto numa das fases, existem sempre três variáveis de erro que convergem para valores diferentes de zero, enquanto que as restantes três não sofrem alterações. Deste modo, o diagnóstico pode ser facilmente efectuado através da comparação destas variáveis com valores de *threshold*, uma vez que é gerada uma assinatura única para cada combinação de falha. Estas podem ser divididas em dois grupos, nomeadamente um correspondente a avarias de CA (Tabela 5.1a) e outro relativo às avarias de CC (Tabela 5.1b).

Para transitórios bruscos tais como fortes variações de carga, a definição destas seis variáveis de diagnóstico tornam o método bastante robusto. Apesar de algum dos sinais de erro poder ultrapassar os *thresholds* definidos, nunca se verificam as combinações necessárias (Tabela 5.1) para que se confunda com uma situação de avaria.

Tabela 5.1: Tabelas para detecção de avarias: a) Circuitos abertos; b) Curtos-circuitos.

a)

	A	B	C	D
$e_a$	<-0.075	>0.075	-	-
$e_b$	<-0.075	-	>0.075	-
$e_c$	<-0.075	-	-	>0.075
$e_d$	-	<-0.075	>0.075	-
$e_e$	-	<-0.075	-	>0.075
$e_f$	-	-	<-0.075	>0.075

b)

	A	B	C	D
$e_a$	>0.08	<-0.08	-	-
$e_b$	>0.08	-	<-0.08	-
$e_c$	>0.08	-	-	<-0.08
$e_d$	-	>0.08	<-0.08	-
$e_e$	-	>0.08	-	<-0.08
$e_f$	-	-	>0.08	<-0.08

### 5.3. Localização do IGBT em Circuito Aberto

A necessidade de criar um método de diagnóstico rápido e eficaz da fase em avaria é estritamente essencial para a determinação do IGBT em falha. Se um dos IGBTs estiver em circuito aberto, a corrente tende a anular-se, e após a sua completa extinção é impossível voltar a circular corrente nessa fase apenas com um dos IGBTs saudáveis. Ficam evidentes as limitações do método uma vez que, para se efectuar o diagnóstico do IGBT em CA, é necessário que haja corrente na fase no instante de detecção. No entanto, esta limitação já se verificava para os outros métodos desenvolvidos, mesmo recorrendo ao uso de sensores extra, uma vez que é uma característica inerente do tipo conversor usado [30].

Assim, se a detecção da fase em avaria ocorrer ainda com a circulação de corrente na mesma, o diagnóstico do IGBT em CA faz-se alterando os sinais de comando enviados para os IGBTs, conforme ilustrado na Figura 5.2. Nesta figura, a variável  $F_{CA}$  é uma variável booleana, que identifica a fase em CA, neste caso o defeito é identificado na Fase A ( $F_{CA-A}$ ).

Um dos IGBTs é desligado, enquanto o outro receberá uma ordem oposta, sendo assim ligado. Se o IGBT em aberto for o que se encontra desligado, a corrente na fase desmagnetizará lentamente pelo outro IGBT e pelo respectivo diodo em antiparalelo. Por outro lado, se IGBT saudável for desligado, nenhum dos IGBTs irá conduzir obrigando a corrente a circular pelos dois diodos, obtendo assim uma desmagnetização muito mais rápida. Aproveitando o facto da desmagnetização pelos diodos ser muito rápida e tomar um tempo de descida aproximadamente igual ao longo das diferentes gamas de velocidade e binário aplicado, o diagnóstico do IGBT faz-se recorrendo ao cálculo de uma variável percentual  $d$ . O cálculo processa-se usando o tempo de desmagnetização da corrente na fase afectada após a detecção da falha ( $T_{Dmagn}$ ) e o valor correspondente ao período das correntes de fase para a velocidade nominal ( $T_f$ ), conforme descrito na equação (5.5):

$$d = \frac{T_{Dmagn}}{T_f} \quad (5.5)$$

O valor de saída da equação (5.5) é comparado com o valor definido como *threshold*, que neste caso é igual a 15%. Este valor foi escolhido e determinado após vários testes de simulação, e posteriormente confirmado através de ensaios experimentais. Este permite, com segurança, localizar o IGBT em avaria, no caso de um CA.

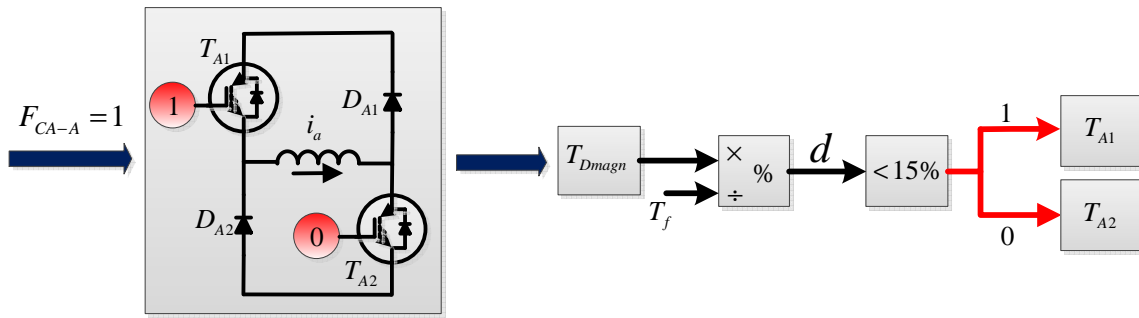


Figura 5.2: Esquema ilustrativo das acções efectuadas no diagnóstico do IGBT em CA.

## 5.4. Localização do IGBT em Curto-circuito

Este método não é tão limitado como o anterior, uma vez que a existência da corrente de fase não é crítica para a identificação do IGBT em CC. No entanto, os curtos-circuitos podem gerar valores de corrente muito elevados, podendo causar efeitos nefastos que podem culminar com a danificação de componentes do accionamento.

Assim, antes de diagnosticar o IGBT em causa, o método trata primeiramente de extinguir com segurança, o defeito. Quando o método primário detecta um CC na fase, o controlo envia os sinais de comando de modo a desligar ambos os IGBTs, forçando a corrente da fase a extinguir-se, independentemente do IGBT em CC. Após a corrente diminuir para um nível de segurança (definido como  $i_{nN}/i_{ref} < 0.01$ ), é ligado um dos IGBTs para proceder à localização do IGBT em CC, conforme representado na Figura 5.3 onde,  $F_{CC}$  representa a variável booleana de detecção de um CC na fase. Se a corrente não aumentar, significa que o IGBT que foi ligado é aquele que se encontra em curto-circuito. Por outro lado, se o IGBT que é ligado não corresponder ao que tem defeito, a corrente aumentará rapidamente e quando se verificar a condição definida como,  $i_{nN}/i_{ref} = 0.2$ , volta a ser desligado e a fase novamente desmagnetizada, dando por concluído o diagnóstico.

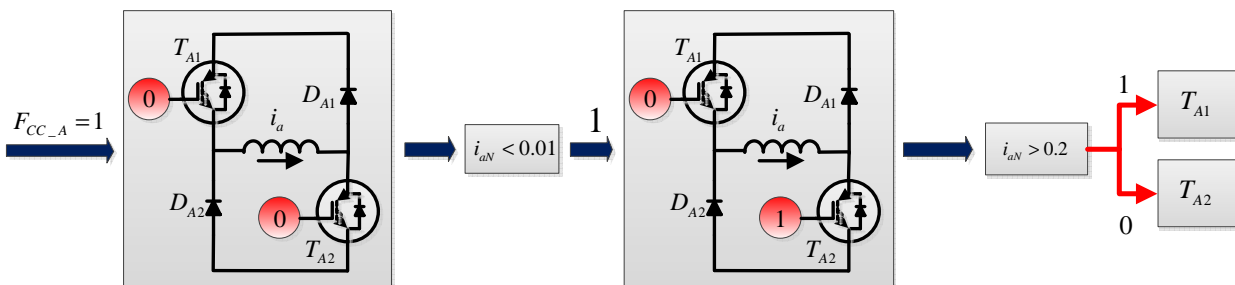


Figura 5.3: Esquema ilustrativo das acções efectuadas no diagnóstico do IGBT em CC.

## 5.5. Validação Teórica

Nesta secção, é demonstrada a validação da teoria abordada na secção anterior recorrendo ao ambiente de simulação do *Matlab/Simulink*. Serão ilustradas assim, uma situação de CA e de CC, analisando-se também a robustez contra falsos diagnósticos através de variações bruscas da carga aplicada à máquina.

### 5.5.1. Avaria de Circuito-Aberto

Para este caso, os resultados foram obtidos impondo uma velocidade de 1200 rpm e um binário de carga igual a 1Nm. A falha ocorre na fase A aos 43.7 ms de simulação e é detectada aos 45.1ms, sendo nesse instante alterados os sinais de *gate* dessa fase, como demonstra a Figura 5.4.

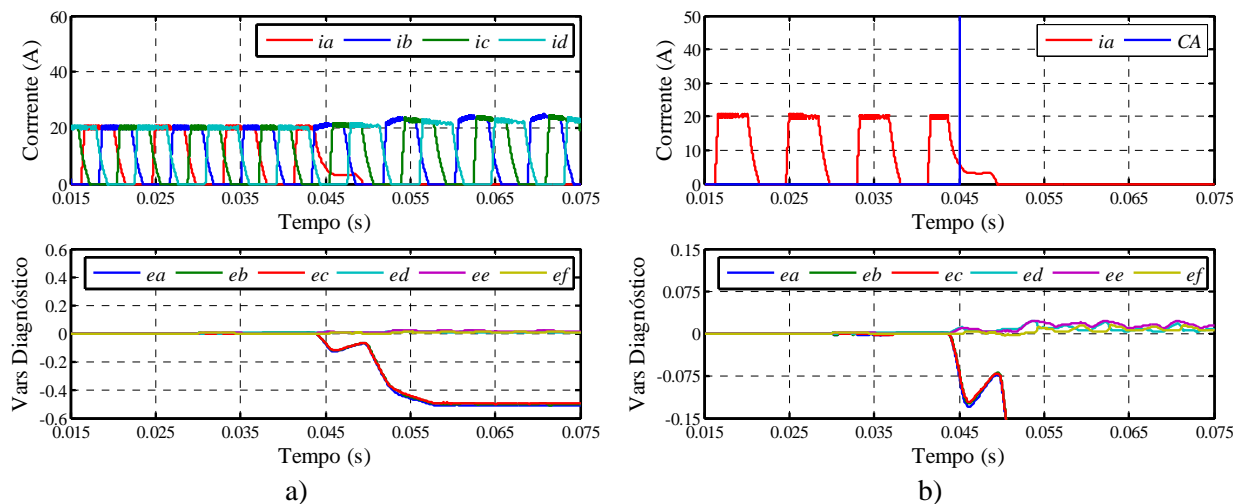


Figura 5.4: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da fase afectada e respectivo diagnóstico.

A Figura 5.4a ilustra de forma elucidativa o comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico, onde é possível verificar a descida de três variáveis ( $e_a, e_b, e_c$ ), que segundo a Tabela 5.1a, verificam a condição para um CA na fase A. Por outro lado, o detalhe da Figura 5.1b mostra com maior precisão as variáveis de diagnóstico para que sejam facilmente visíveis os *thresholds* e o instante exacto do diagnóstico da fase afectada pela avaria.

Após a detecção da falha, a desmagnetização é lenta uma vez que o IGBT que foi desligado é aquele que já se encontrava em aberto. A percentagem do tempo de condução após a detecção da falha, relativamente ao período fundamental das correntes da máquina para as condições

nominais é igual a 156%. Este valor comprova que o IGBT em avaria é o  $T_{A2}$ , em concordância com a Figura 5.2.

### 5.5.2. Avaria de Curto-Circuito

Nas mesmas condições do que no caso anterior, isto é, para a mesma velocidade e regime de carga, foi efectuado um CC num dos interruptores controlados. Os resultados obtidos encontram-se representados na Figura 5.5.

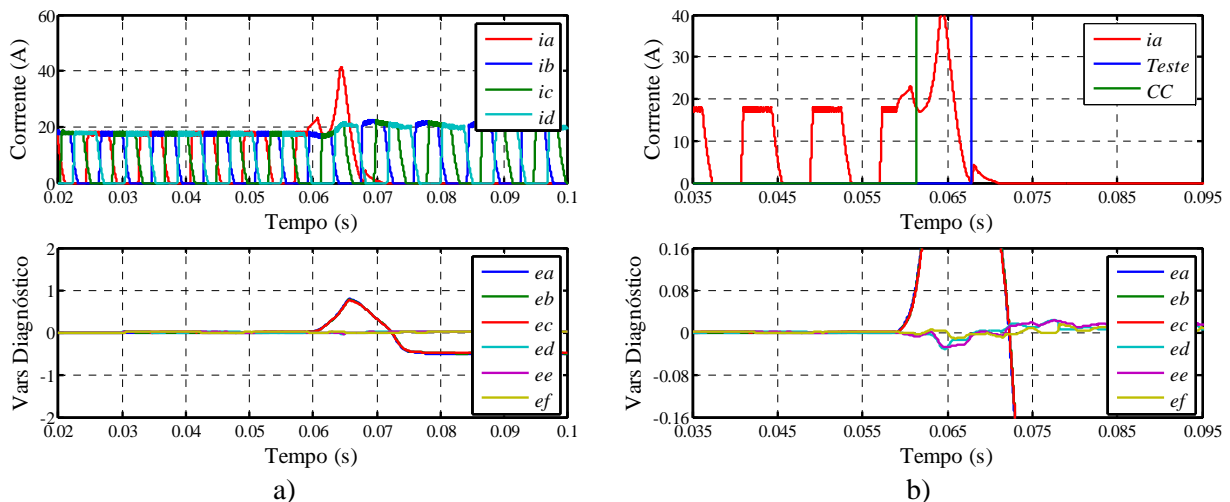


Figura 5.5: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da fase afectada e respectivo diagnóstico.

Mais uma vez, tomou-se como exemplo uma avaria na fase A, introduzindo-se uma falha no IGBT  $T_{A1}$  aos 59 ms de simulação. Analisando a Figura 5.1b, verifica-se que a falha foi detectada aos 61.3 ms, sendo a partir deste momento desligados ambos os IGBTs de modo a extinguir o CC. Aos 67.9 ms de simulação, a corrente normalizada cruza o valor percentual de 1% do sinal de referência do controlo, procedendo-se à realização do teste. Verifica-se que após este instante, a corrente na fase aumenta rapidamente, atingindo 20% da corrente de referência e identificando deste modo o IGBT  $T_{A1}$  como estando em CC.

### 5.5.3. Variação de Carga

Para comprovar a robustez do método desenvolvido, é necessário garantir que este não realiza falsos diagnósticos aquando da ocorrência de transitórios bruscos, tais como variações significativas da carga aplicada. Mantendo a velocidade de funcionamento igual a 1200 rpm, fizeram-se duas variações em degrau do valor de carga aplicado ao motor: de 0.5 Nm para 5 Nm



e vice-versa. Os resultados obtidos encontram-se representados na Figura 5.6a e 5.6b, respectivamente.

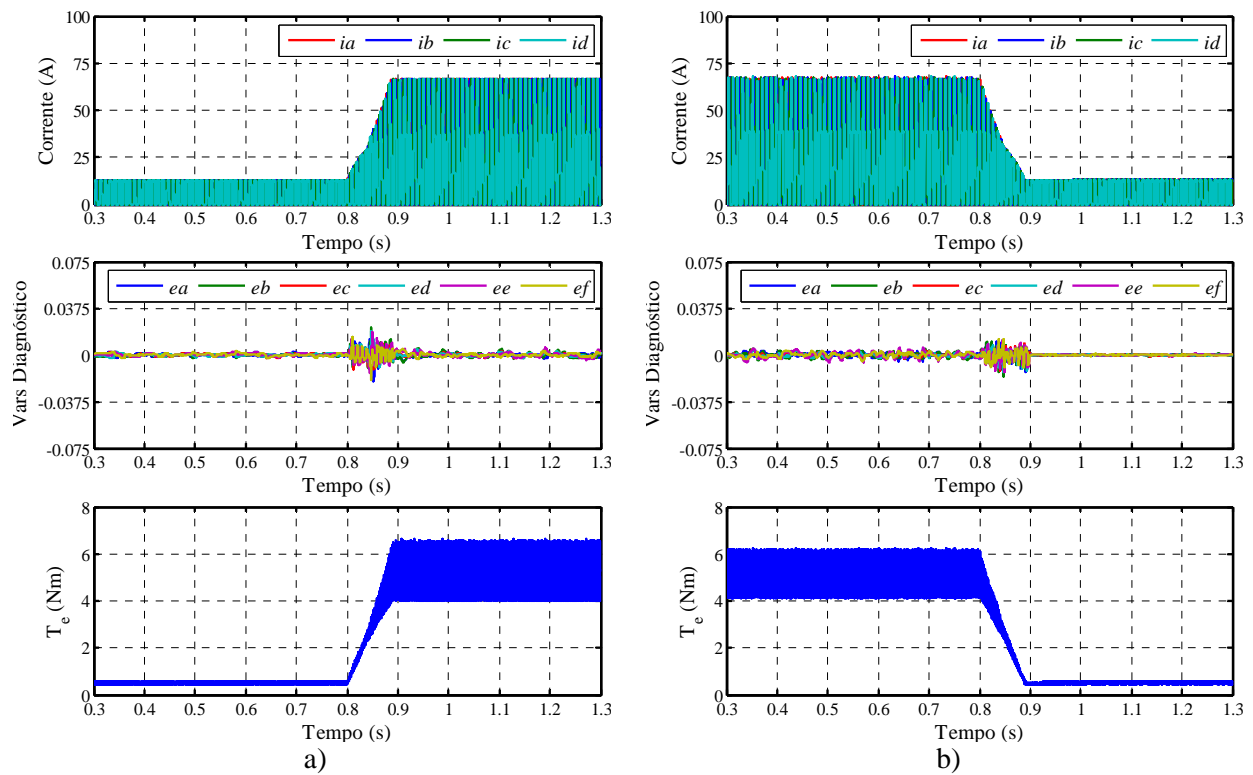


Figura 5.6: Ilustração de variações bruscas da carga aplicada: a) 0.5 Nm para 5 Nm; b) 5Nm para 0.5Nm.

É possível verificar as variações efectuadas no binário através do último gráfico de cada figura. As variáveis de diagnóstico são pouco afectadas por esta variação em degrau como é possível verificar nas respectivas figuras.

## 5.6. Validação experimental

São ilustrados nesta secção os ensaios realizados experimentalmente que comprovam a simulação anteriormente apresentada.

### 5.6.1. Avaria de Circuito Aberto

Apresenta-se primeiramente a realização de um CA num dos semicondutores de potência. Tal como na simulação, considera-se o funcionamento para uma velocidade de 1200 rpm e com 1 Nm de carga aplicada no veio. No presente caso, é efectuada uma falha no IGBT  $T_{A2}$  no instante 2.0326 s.

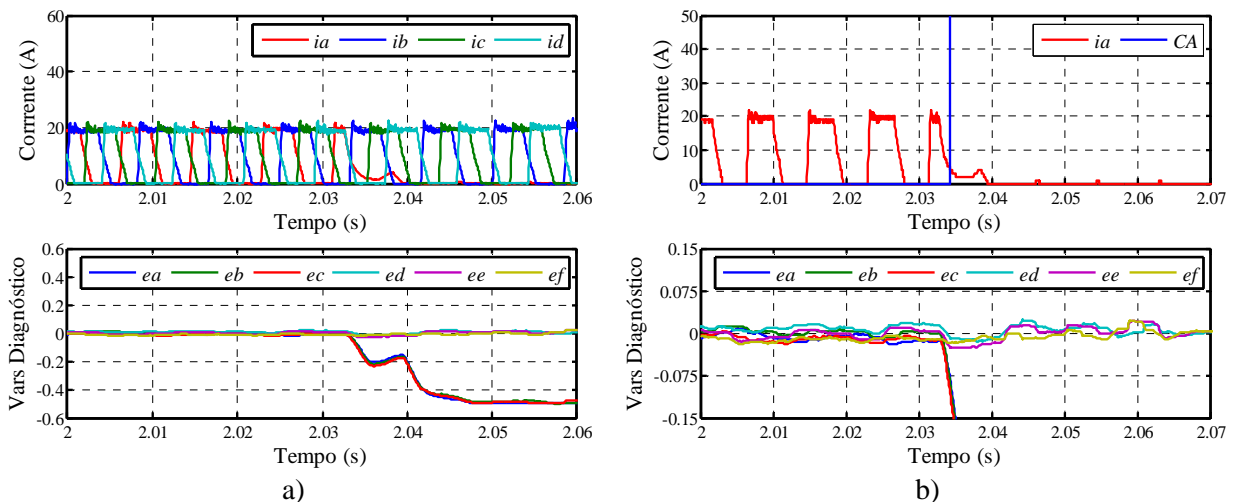


Figura 5.7: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da fase afectada e respectivo diagnóstico.

Observando a Figura 5.7a, e tal como esperado, quando a falha é introduzida a corrente na fase afectada decresce imediatamente. Como consequência, as três variáveis de diagnóstico associadas à fase A ( $e_a, e_b, e_c$ ) começam a decrescer até que cruzam o *threshold* definido para o CA, isto é, -0.075. Nesse instante, é detectado um CA na fase A (ilustrado pela recta vertical a azul), e os sinais de comando são alterados para os IGBTs dessa fase. Observa-se posteriormente que, a desmagnetização é relativamente lenta, uma vez que o IGBT que foi desligado por imposição do método, já se encontrava em circuito aberto. O tempo de desmagnetização é medido após a detecção do CA, resultando numa percentagem ( $d$ ) no valor de 189%. Sendo este valor muito superior ao valor de 15% definido como *threshold*, comprova-se assim que, o IGBT em CA é o  $T_{A2}$ .

### 5.6.2. Avaria de Curto-Circuito

Na figura 5.8 apresentam-se os resultados obtidos para mesmas condições de funcionamento do caso anterior, e para uma falha de CC no IGBT  $T_{A1}$ .

É possível verificar que após a falha no instante  $t = 2.145$  s, a corrente tende a aumentar até que o *threshold* seja atingido pelas três variáveis de diagnóstico associadas à fase A. Na Figura 5.8b, a recta vertical a verde assinala o instante exacto da detecção do IGBT, correspondendo também ao momento em que os dois IGBTs recebem na *gate* impulsos que visam a sua desactivação de modo a extinguir a corrente de CC. Verifica-se que a corrente sobe nesse mesmo instante, antes de começar a sua completa extinção devendo-se este facto à tensão de 0 V aplicada, numa zona de indutância decrescente. Quando esta atinge 1% do seu valor de referência, é efectuado o teste (recta vertical a azul) ao ligar o IGBT  $T_{A2}$ . Observa-se então que a partir deste instante, a corrente volta a aumentar e atinge 20% do valor de referência. Conclui-se assim que o IGBT em CC é o  $T_{A1}$  como foi anteriormente explicado.

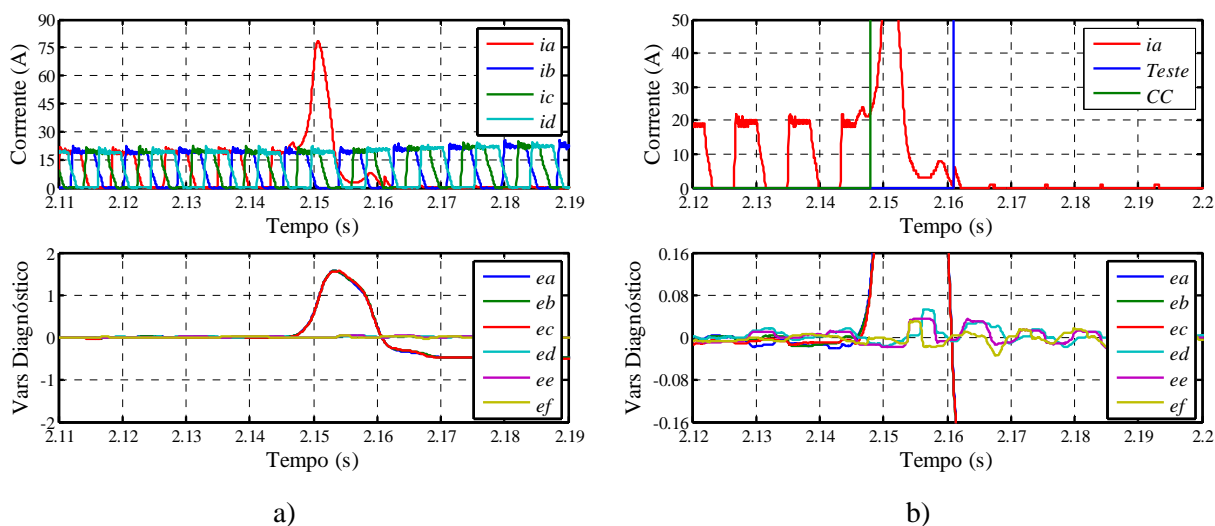


Figura 5.8: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CC na fase A: a) Visão geral: b) Visão detalhada da fase afectada e respectivo diagnóstico.

### 5.6.3. Variação de Carga

Tal como na simulação, foram efectuadas variações em degrau do valor de carga para avaliar a robustez do método desenvolvido. As variáveis de diagnósticos continuam a comportar-se de forma robusta perante variações bruscas na carga aplicada, como é visível pelos gráficos da Figura 5.9. Estas variações foram sensivelmente iguais às efectuadas na simulação, sendo as conclusões sensivelmente as mesmas, ou seja, o método é robusto a variações bruscas de carga.

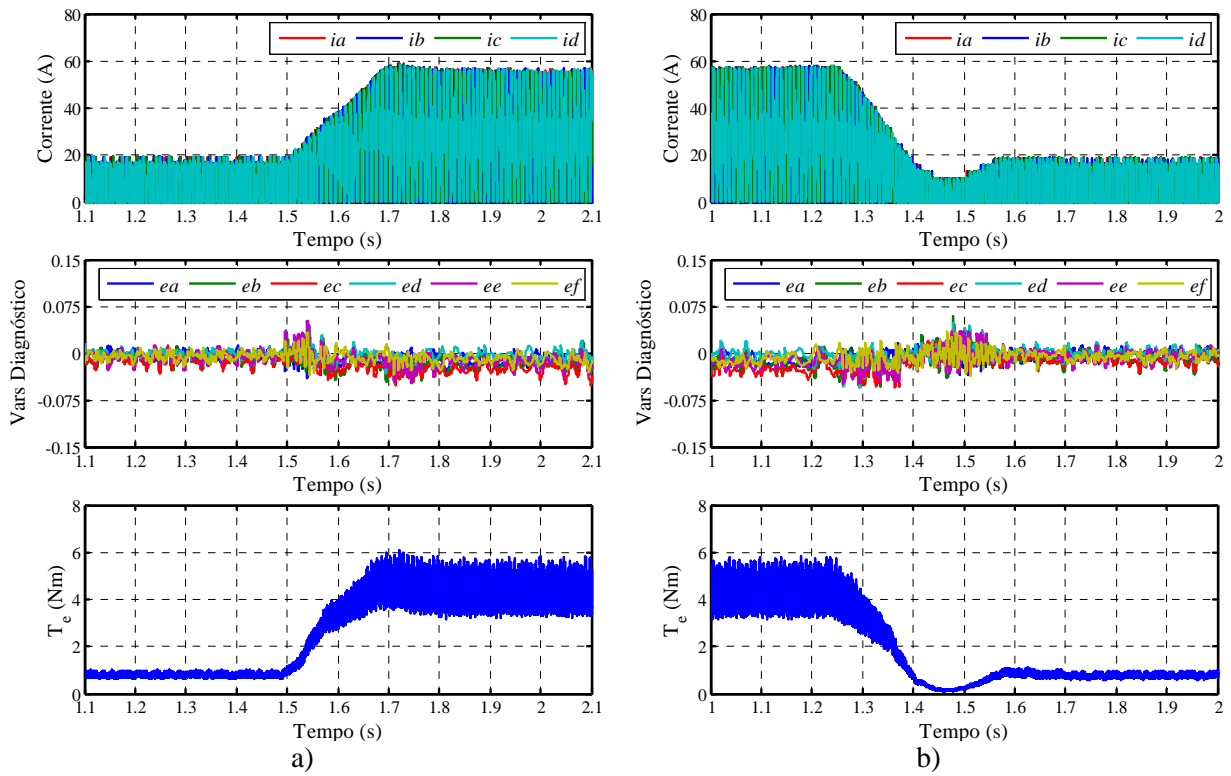


Figura 5.9: Ilustração de variações bruscas da carga aplicada: a) 0.5Nm para 5Nm; b) 5Nm para 0.5Nm

# Capítulo 6

## Conclusões

### 6.1. Conclusão

A necessidade de reduzir as emissões atmosféricas conduziu ao desenvolvimento dos veículos eléctricos e híbridos, que surgem como principal alternativa aos tradicionais veículos de combustão interna. As condições hostis de operação típicas destas aplicações tornam os motores de relutância variável comutados muito atractivos devido à sua eficiência, fiabilidade, e tolerância no caso de falha. A sua estrutura robusta torna este motor ideal para condições de operação de elevado *stress* mecânico, elevadas temperaturas e numa vasta gama de velocidades. Contudo, os accionamentos de velocidade variável onde são usados estão sempre sujeitos a falhas, tornando-se muito importante melhorar a sua fiabilidade.

Nesta dissertação foi abordado com detalhe o estudo dos accionamentos para tracção eléctrica baseados em MRVC, dando particular atenção ao modo de travagem regenerativa. Foram abordadas diferentes estratégias de controlo que permitem obter comportamentos distintos da máquina. A criação de uma variável (factor)  $K_x$  permitiu estudar estes vários comportamentos, cujos extremos correspondem à minimização da oscilação do binário electromagnético e maximização do rendimento do GRVC. Por fim, foi também criado um método de diagnóstico de avarias no conversor de potência utilizado. A vantagem deste método relativamente aos existentes na literatura é que não precisa de sensores adicionais, para além dos já estritamente necessários para o controlo da máquina. Este baseia-se na leitura das correntes de fase, que são devidamente processadas e manipuladas de modo a criar variáveis de diagnóstico que sejam suficiente robustas perante cenários extremos de funcionamento.

Todos os resultados de simulação foram validados experimentalmente com sucesso, quer em regime normal de funcionamento do GRVC, quer no estudo do diagnóstico de avarias.

## 6.2. Trabalho Futuro

A progressão da investigação nas temáticas abordadas nesta dissertação solicita o desenvolvimento de futuros trabalhos, como os seguidamente indicados:

- Estudo com maior detalhe do GRVC. Os ângulos de actuação aplicados nesta dissertação resultam de um estudo superficial num ambiente de simulação *Matlab/Simulink*. O seu estudo recorrendo a estratégias mais rigorosas poderá permitir a obtenção dos parâmetros óptimos de actuação para todas as estratégias definidas.
- Análise de estratégias de controlo que possam trazer vantagens operacionais ao accionamento, como é o caso do controlo directo de binário, que permite reduzir significativamente os ruídos e vibrações inerentes a este tipo de máquina eléctrica.
- Desenvolvimento de algoritmos que permitam diagnosticar a ocorrência de curtos-circuitos e circuitos abertos nas bobinas colocadas nos diferentes pólos da máquina.
- Desenvolvimento de métodos que permitam diagnosticar a ocorrência de curtos-circuitos nas espiras dos enrolamentos.
- Continuação do desenvolvimento de algoritmos que permitem o diagnóstico de avarias no conversor de potência. Os métodos em questão deverão ter a capacidade de identificar e localizar o elemento em falha.
- Implementação de estratégias de controlo, que permitam maximizar o desempenho global do sistema após a ocorrência dos vários tipos de falha.

# Bibliografia

- [1] T.J.E. Miller, “Switched Reluctance Motors and their Control”, *Magna Physics Publishing and Clarendon Press*, Oxford, 1993.
- [2] Natália S. Gameiro, “Análise do Comportamento Dinâmico do Motor de Relutância Variável Comutado, em Situações de Funcionamento Normal e de Avarias no Conversor de Potência”, *Universidade de Coimbra, Tese de Mestrado*, Coimbra, 2003.
- [3] Ray, W. F., “Switched Reluctance Drives”, *IEE Colloquium on Energy Efficient Environmentally Friendly Drive Systems Principles, Problems Application* (Digest No. 1996/144), 19 June, pp. 3/1-3/9, 1996.
- [4] Stephenson, J. M. and Corda, J., “Computation of Torque and Current in Doubly Salient Reluctance Motors from Nonlinear Magnetisation Data”, *IEE Proceedings*, vol. 126, Pt. B, no. 5, May, pp. 393-396, 1979.
- [5] Rik De Doncker, Duco W.J. Pulle, André Veltman, “Advanced Electrical Drives”, *Capítulo XX “Switched Reluctance Drive Systems”*, Springer Publishing, 2011.
- [6] Wenzhe Lu, M.S.E.E, “Modeling And Control Of Switched Reluctance Machines for Electro-Mechanical Brake Systems”, *The Ohio State University, Tese de Doutorado*, 2005.
- [7] Miller, T. J. E., “Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives Control”, *Magna Physics Publishing*, Oxford, Oxford Science Publications, 1989.
- [8] B. Fahimi, Ali Emadi, Raymond B. Sepe, “A Switched Reluctance Machine-Based Starter/Alternator for More Electric Cars”, *IEEE Transaction On Energy Conversion*, 2004.
- [9] MacMinn, S.R. and Jones, W.D., “A very high speed switched reluctance starter-generator for aircraft engine applications”, *Proceedings of NAECON-89*, 1989.
- [10] Ferreira, C.A., Jones, S.R., Heglund, W.S. and Jones, W.D., “Detailed design of a 30-kW Switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 3, pp. 553-561, 1995.
- [11] Radun, A.V., “Generating with the switched reluctance motor”, *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 41-46, 1994.

- [12] Wame, D.F. and Calnan, P.G., "Generation of electricity from the wind", *IEE Proceedings*, Vol. 124, No. 11R, pp. 963-985, 1977.
- [13] Buerhing and Freris, L.L., "Control policies for wind-energy conversion systems", *IEE Proceedings*, Part C, Vol. 128, No. 5, pp. 253-261, September 1981.
- [14] MacMinn, S.R., "Control a switched reluctance aircraft engine starter-generator over a very wide speed range", *Proceedings IECEC*, pp. 631-638, August 1981.
- [15] Radun, A.V., "Generating with the switched reluctance motor", *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 41-46, 1994.
- [16] Richter, E. and Ferreira, C.A., "Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator", *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 434-440, 1995.
- [17] Stephens, C.M. and Radun, A.V., "Current chopping strategy for generating action in switched reluctance machines", *US Patent No. 5166591*, 24 November 1992.
- [18] Kjaer, P.C., Cossar, C., Gribble, J.J., Li, Y. and Miller, T.J.E., "Minimization of reactive power flow in switched reluctance generator systems", *Proceedings of International Power Electronics Conference*, Yokohama, pp. 1022-1027, 1995.
- [19] E. Mese, Y. Sozer, J. M. Kokernak, and D. A. Torrey, "Optimal Excitation of a High Speed Switched Reluctance Generator," *Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conf.*, pp. 362–368, 2000.
- [20] Y. Sozer, and D. A. Torrey, "Closed Loop Control of Excitation Parameters for High Speed Switched-Reluctance Generators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004.
- [21] Christos Mademlis, Iordanis Kioskeridis, "Optimizing Performance in Current-Controlled Switched Reluctance Generators", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005.
- [22] Christos Mademlis, Iordanis Kioskeridis, "Four-Quadrant Smooth Torque Controlled Switched Reluctance Machine Drives", *IEEE*, 2008.
- [23] David A. Torrey, "Switched Reluctance Generators and Their Control", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 2009.
- [24] I. Kioskeridis, C. Mademlis, "Maximum Efficiency in Single-Pulse Controlled Switched Reluctance", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 4, December 2005
- [25] Jorge O. Estima, A. J. Marques Cardoso, "A New Algorithm for Real-Time Multiple Open-Circuit Fault Diagnosis in Voltage-Fed PWM Motor Drives by the Reference Current Errors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, (Early Access), 2012.



- [26] N. M. A. Freire, J. O. Estima and A. J. M. Cardoso, "Open-circuit fault diagnosis in PMSG drives for wind turbine applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Early Access 2012.
- [27] Jorge O. Estima, A. J. Marques Cardoso, "A new approach for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage source inverters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 47, No. 6, pp. 2487 - 2494, December, 2011.
- [28] B. Lu and S. K. Sharma, "A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1770-1777, Sept./Oct., 2009.
- [29] K.-H. Kim, B.-G. Gu and I.-S. Jung, "Online fault-detecting scheme of an inverter-fed permanent magnet synchronous motor under stator winding shorted turn and inverter switch open", *IET Electric Power Applications*, vol. 5, no. 6, pp. 529-539, July 2011.
- [30] N. S. Gameiro and A. J. M. Cardoso, "A New Method for Power Converter Fault Diagnosis in SRM Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no 2, Mar. /Apr. 2012.
- [31] K. Lee, N. Park, K. Kim, and D. Hyun, "Simple fault detection and tolerant scheme in VSI-fed switched reluctance motor," *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Jun. 18–22, 2006, pp. 1–6, [CD-ROM].
- [32] I. Husain, S. Hossain, "Modeling, Simulation, and Control of Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, December, 2005.
- [33] Sandeep Narla, "Modeling and Control of Switched Reluctance Machines for Four-Quadrant Operation", *Faculty of The University of Akron*, Tese de Mestrado, 2010
- [34] 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, pp. 1105–1112, Sept./Oct., 1998.



# Apêndice I – Simulação

## I.1. Modelo de Simulação

O modelo de simulação presente na Figura I.1 foi desenvolvido em Matlab/Simulink e corresponde ao accionamento descrito no Capítulo 3. Todos os componentes do accionamento encontram-se modelados, assim como as estratégias de controlo.

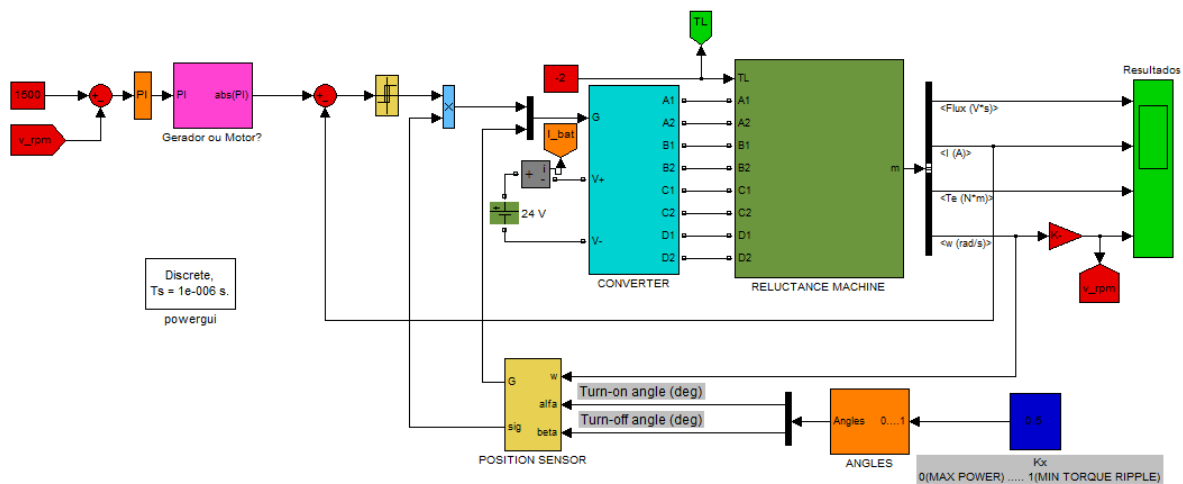


Figura I.1: Modelo de simulação em ambiente Simulink.

O bloco correspondente ao modelo da máquina encontra-se representado na Figura I.2.

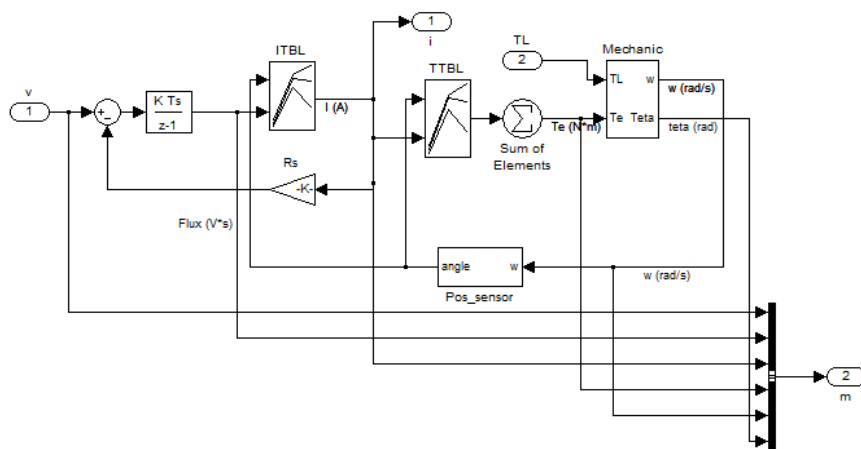


Figura I.2: Modelo de simulação da MRVC.

## I.2. Parâmetro de Simulação

Nas Tabelas I.1 e I.2 encontram-se os parâmetros utilizados em simulação.

Tabela I.1: Parâmetros de simulação relativos ao MRVC.

Parâmetros	Valores
$R_{ph}$	0.19 $\Omega$
$N_r$	6
$N_s$	8
$m$	4
$J$	0.11 $Kgm^2$

Tabela I.1: Parâmetros de simulação relativos ao MRVC.

Parâmetros	Valores
$R_{on}$	1e-3 $\Omega$
Snubber Resistance	200 $\Omega$
Snubber Capacitance	0.1e-6 $F$
Forward Voltage	1 $V$

# Apêndice II – GRVC em Regime Normal

Neste Apêndice são apresentados mais resultados relativos aos apresentados no Capítulo 3 e 4.

## II.1. Resultados de Simulação

### II.1.1. Resultados Simulação com Diferentes estratégias de controlo a 1200 rpm e -2N

- **Controlo para Redução da Oscilação do Binário ( $K_x = 1$ )**

Usando a estratégia que permite obter uma baixa oscilação de binário electromagnético obtemos as formas de onda ilustradas na Figura II.1.

As conclusões retiradas de todos os resultados em anexo são semelhantes àquelas já efectuadas nos Capítulos 3 e 4. Nesta simulação, os ângulos de actuação aplicados sugerem elevados períodos de condução, uma vez que neste caso são iguais a  $22.9^\circ$  e  $55^\circ$ , para  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$  respectivamente. É possível verificar pela Figura II.1a que, o valor máximo de todas as correntes instantâneas a cada instante mantém-se aproximadamente constante ao longo do tempo, contribuindo para a redução da oscilação do binário electromagnético.

Esta estratégia é caracterizada por um elevado número de comutações de um dos IGBTs, fazendo com que a corrente do barramento DC, apresente o perfil apresentado na Figura II.1b caracterizado pela constante mudança de sinal da magnitude da mesma. Quanto ao binário electromagnético ilustrado na Figura II.1c observa-se novamente uma oscilação reduzida para esta estratégia de controlo.

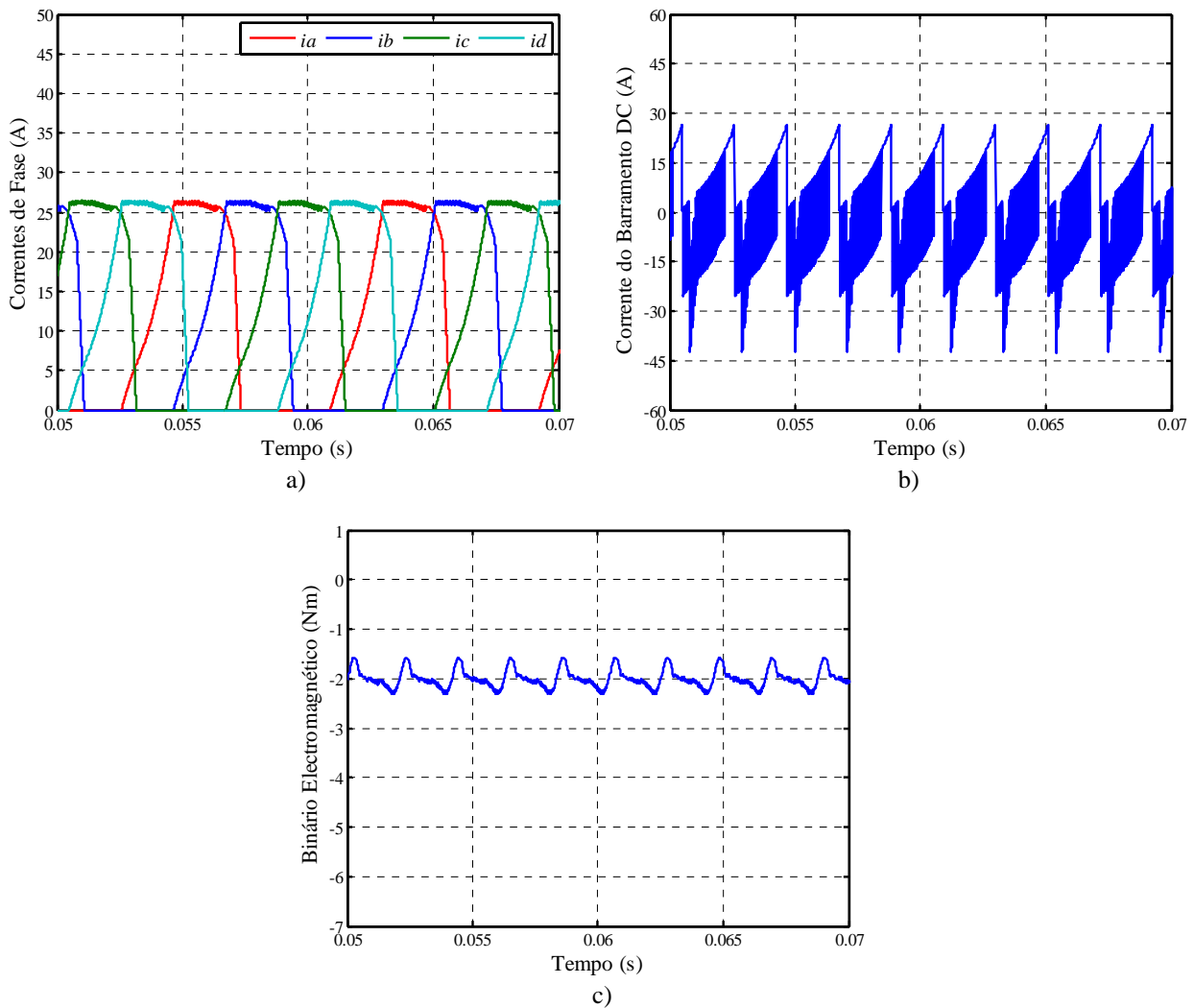


Figura II.1: Formas de onda ilustrativas do controlo para a minimização da oscilação do binário electromagnético: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético desenvolvido.

- **Controlo de Optimização do Rendimento do GRVC ( $K_x = 0$ )**

Optando pelo controlo que permite aumentar a potência devolvida à bateria, obtemos formas de onda totalmente diferentes, conforme ilustrado na Figura II.2. Neste caso, os ângulos de actuação utilizados são 29 e 41°, resultando em períodos de condução bastante reduzidos relativamente à estratégia anterior.

Como já foi concluído no Capítulo 2, a corrente de fase para esta gama de ângulos não é regulada pois, a corrente de referência não é atingida no período de condução dos semicondutores. Tal pode ser comprovado na Figura II.2a. As amplitudes das correntes são maiores relativamente ao caso anterior fazendo com que, os valores médios e eficazes afastam-se

consideravelmente. Como consequência o binário toma oscilações enormes, sendo ilustrado na Figura II.2c.

No entanto, a vantagem deste método encontra-se no valor médio da corrente do barramento DC. É possível verificar visualmente que esta corrente também não é regulada e tem uma frequência quatro vezes menor relativamente às correntes de fase (Figura II.2b).

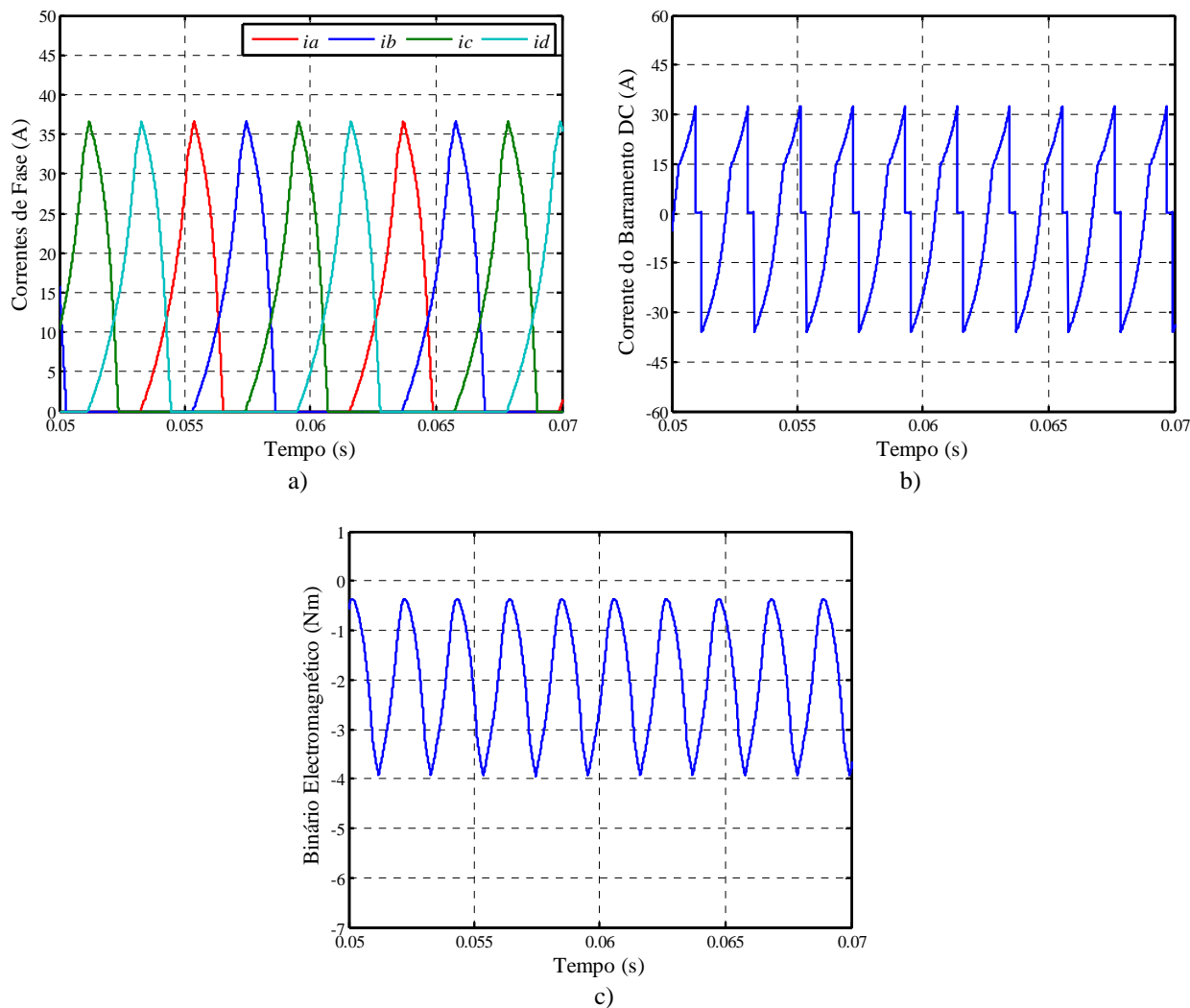


Figura II.2: Formas de onda ilustrativas do controlo para aumento do rendimento do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético desenvolvido.

- **Controlo Unificado do GRVC ( $K_x = 0.5$ )**

Por fim, e antes de passar à análise conjunta de todos os resultados, demonstra-se agora o compromisso intermédio. Esta estratégia foi obtida usando um ângulo  $\theta_{on}$  igual a  $25.95^\circ$  e um  $\theta_{off}$  igual a  $37.75^\circ$ . Os resultados obtidos encontram-se ilustrados na Figura II.3.

É qualitativamente fácil de observar que esta estratégia apresenta tempos de condução intermédios para as correntes de fase (Figura II.3a), garantindo uma oscilação de binário menor (Figura II.3c), ao mesmo tempo que aproveita uma maior quantidade da potência mecânica fornecida.

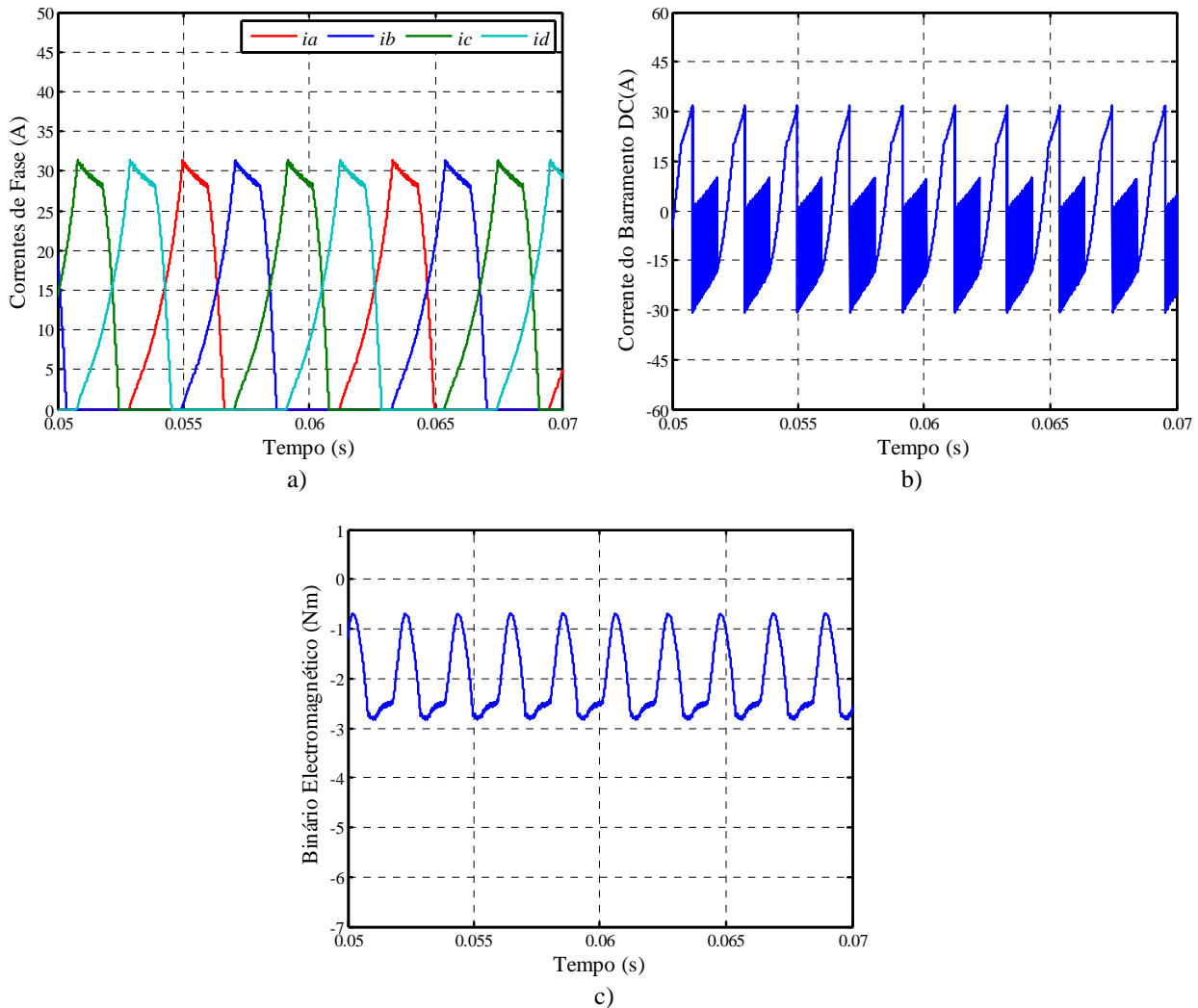


Figura II.3: Formas de onda ilustrativas para o controlo unificado do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento; DC c) Binário electromagnético desenvolvido.

- **Análise dos Valores Numéricos**

É possível verificar pelos valores numéricos (Tabela II.1) que a corrente eficaz na fase A diminui gradualmente com diminuição da variável criada  $K_x$ . Este facto implica menores perdas nos enrolamentos do estator por efeito de Joule. Por outro lado, a corrente do barramento DC aumenta em magnitude comprovando um maior rendimento do gerador para a mesma potência



mecânica fornecida. Por fim, a oscilação do binário aumenta de forma significativa com a redução da variável  $K_x$ .

Tabela II.1: Valores numéricos obtidos para as três estratégias de controlo e para uma velocidade de 1200 rpm e binário de carga igual a -2Nm

	$I_{rms} (A)$	$\langle i \rangle (A)$	$I_{bus\_RMS} (A)$	$\langle i_{bus} \rangle (A)$	$TWO(\%)$	$\langle v_{dc} \rangle (V)$	$\eta_a(\%)$
$K_x = 1$	15.5	10.7	18.6	-1.5	8.7	24	14.3
$K_x = 0.5$	14.0	8.32	20.0	-2.5	35.7	24	23.9
$K_x = 0$	13.4	7.1	23.8	-2.6	60.0	24	24.8

## II.1.2. Resultados Simulação com Diferentes estratégias de controlo a 1500 rpm e -2N

- **Controlo para Redução da Oscilação do Binário ( $K_x = 1$ )**

Relativamente à simulação anterior aumentou-se a velocidade. Como consequência os ângulos de ignição  $\theta_{on}$  são ligeiramente antecipados para todas as estratégias de controlo. O resultado da simulação para  $K_x = 1$  é ilustrado na Figura II.4.

As conclusões são semelhantes ao caso anterior para a mesma estratégia de controlo. Os ângulos de actuação usados são iguais a  $20^\circ$  e  $55^\circ$  para  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , respectivamente. As correntes de fase estão ilustradas na Figura II.4a. Por outro lado, a corrente no barramento DC e o binário electromagnético estimado encontram-se nas Figuras II.4b e II.4c, respectivamente.

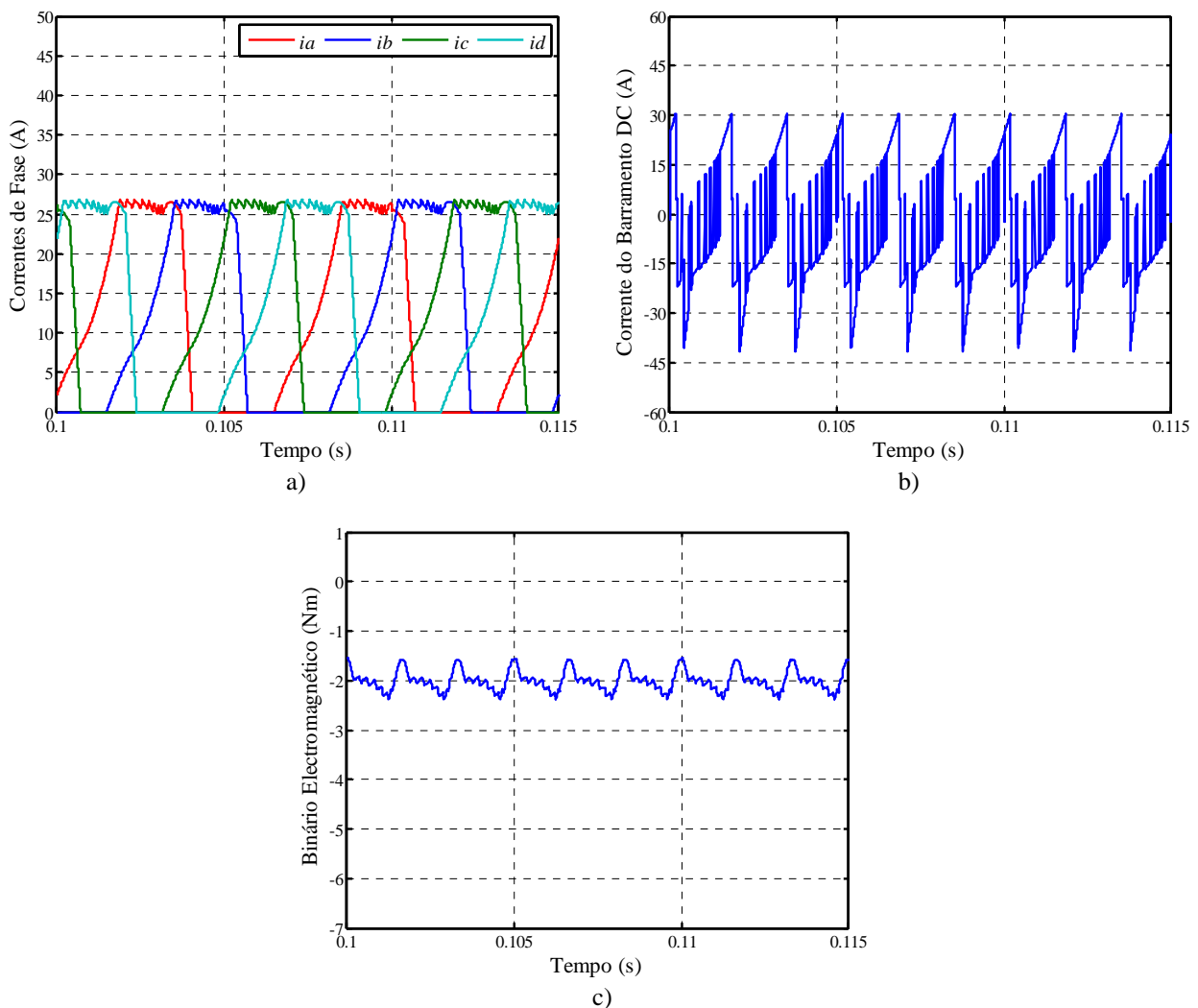


Figura II.4: Formas de onda ilustrativas do controlo para a minimização da oscilação do binário electromagnético: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado.

- **Controlo de Optimização do Rendimento do GRVC ( $K_x = 0$ )**

Nesta estratégia foram usados como ângulos de comutação  $27^\circ$  para o ângulo de ignição e  $43.5^\circ$ , para o de comutação. As curvas obtidas nesta simulação encontram-se na Figura II.5

As correntes de fase são ilustradas na Figura II.5, verificando-se maiores picos desta grandeza relativamente à estratégia anterior. Como consequência a corrente do barramento DC (Figura II.5b) oscila bastante e não é regulada, sinónimo de maior eficiência. Por fim, o binário electromagnético (Figura II.5c) desenvolvido apresenta mais uma vez enormes oscilações para esta estratégia de controlo.

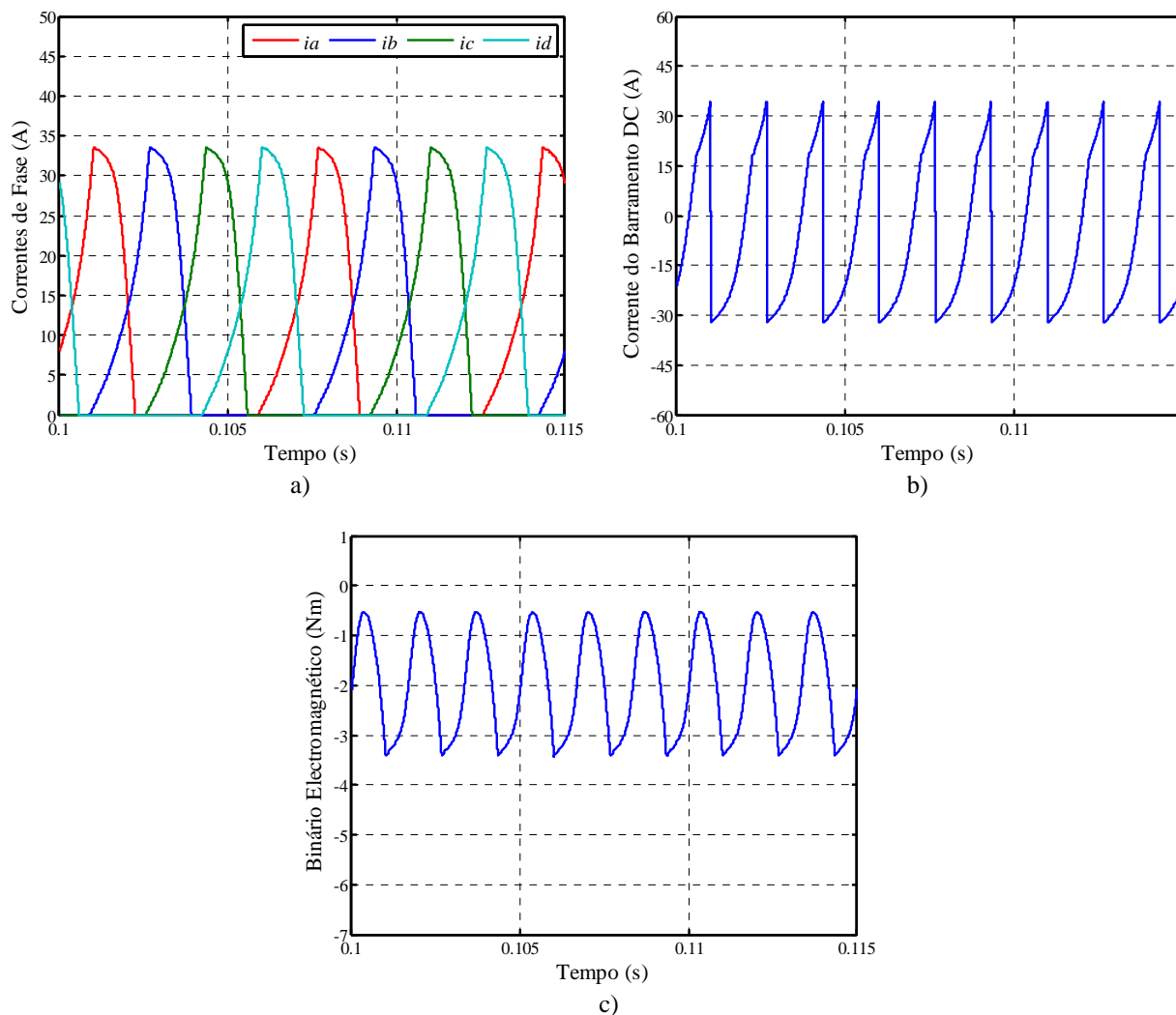


Figura II.5: Formas de onda ilustrativas do controlo para aumento do rendimento do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado.

- **Controlo Unificado do GRVC ( $K_x = 0.5$ )**

Mais uma vez, demonstra-se também a variação da variável criada  $K_x$  para um valor igual a 0.5. Este controlo “intermédio” utilizou como ângulos de actuação  $33.5^\circ$  e  $49.5^\circ$  para  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , respectivamente. As formas de onda obtidas encontram-se na Figura II.6.

Observa-se que as correntes de fase (Figura II.6a) são menos reguladas relativamente à estratégia que permite uma maior redução de oscilação do binário. Consequentemente, o mesmo se verifica com a corrente do barramento DC (Figura II.6b). Por fim, o binário electromagnético (Figura II.6c) tem uma oscilação relativamente mais baixa que a estratégia de controlo anterior.

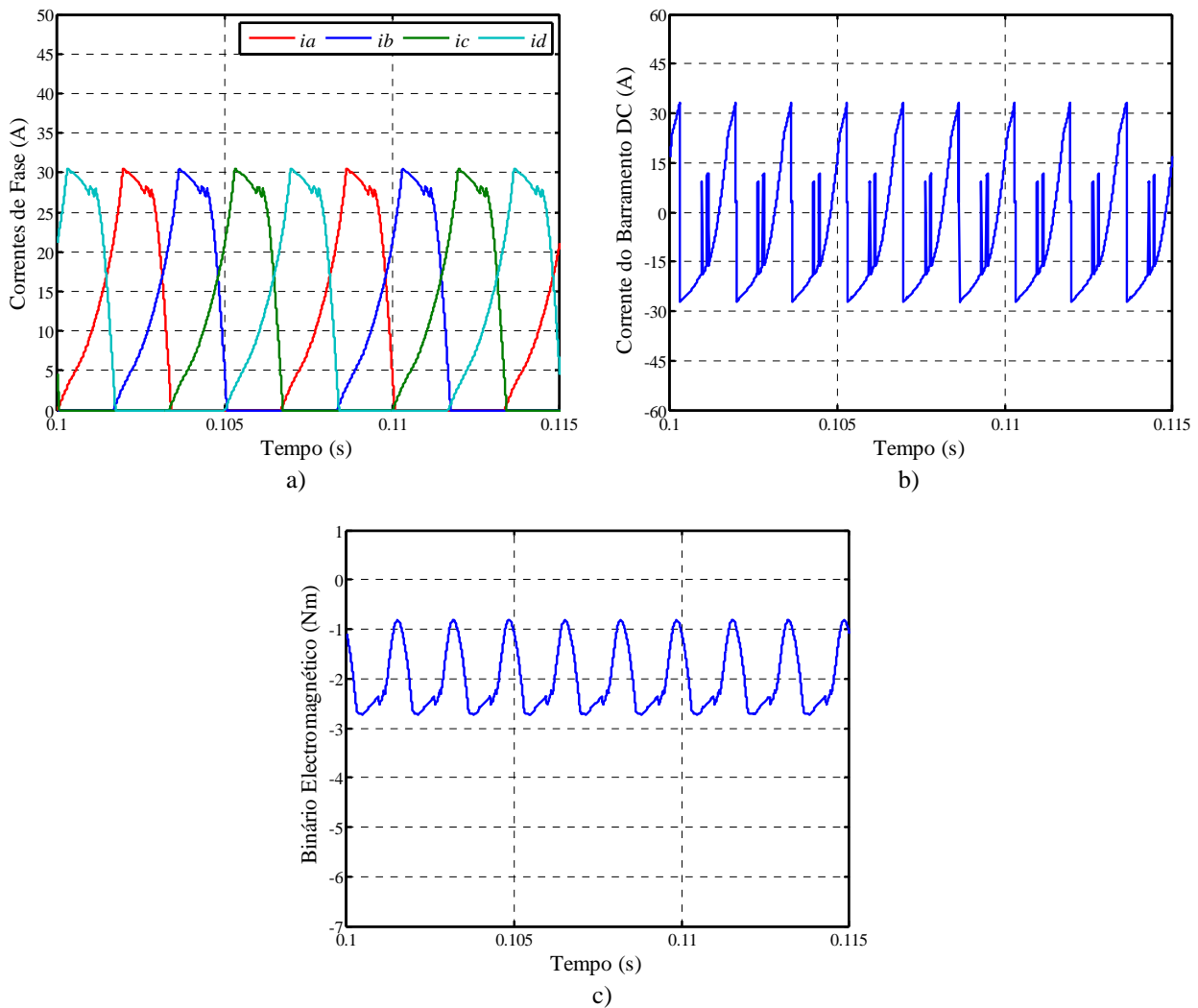


Figura II.6: Formas de onda ilustrativas para o controlo unificado do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento; DC c) Binário electromagnético estimado.

- **Análise dos Valores Numéricos**

Tal como outros regimes de velocidade e carga, esta simulação apresenta conclusões semelhantes na análise dos valores numéricos obtidos. O valor eficaz da corrente na fase A diminui com a diminuição da variável  $K_x$ , diminuindo conseqüentemente as perdas por efeito de Joule. Verifica-se mais uma vez que o TWO relacionado com a oscilação do binário electromagnético aumenta à medida que a máquina se torna mais eficiente, isto é, um maior valor de corrente média do barramento DC é fornecido à bateria. Os dados qualitativos desta simulação encontram-se na Tabela II.2.

Tabela II.2: Valores numéricos obtidos para as três estratégias de controlo e para uma velocidade de 1500 rpm e binário de carga igual a -2 Nm

	$I_{rms} (A)$	$\langle i \rangle (A)$	$I_{bus\_RMS} (A)$	$\langle i_{bus} \rangle (A)$	$TWO(\%)$	$\langle v_{dc} \rangle (V)$	$\eta_a(\%)$
$K_x = 1$	15.6	10.9	20.6	-2.8	12.1	24	21.4
$K_x = 0.5$	14.0	8.4	21.1	-3.8	33.4	24	29.3
$K_x = 0$	13.7	7.8	22.9	-4.6	51.9	24	35.1

## II.2. Validação Prática

### II.2.1. Resultados Simulação com Diferentes estratégias de controlo a 1200 rpm e -2N

Validam-se agora, com resultados práticos, os resultados obtidos em simulação para as diferentes estratégias de controlo. Devido às circunstâncias os resultados de simulação são idealizados, uma vez que, não são consideradas perdas por atritos, o binário fornecido não é igual ao efectivamente desenvolvido pela máquina e muitos outros factores que influenciam e resultam em diferenças, como por exemplo, a nível do rendimento do gerador.

- **Controlo para Redução da Oscilação do Binário ( $K_x = 1$ )**

A Figura II.7 apresenta os resultados obtidos que permitem reduzir a oscilação do binário electromagnético. Os ângulos de actuação utilizados foram  $24.3^\circ$  e  $55^\circ$  para  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , respectivamente.

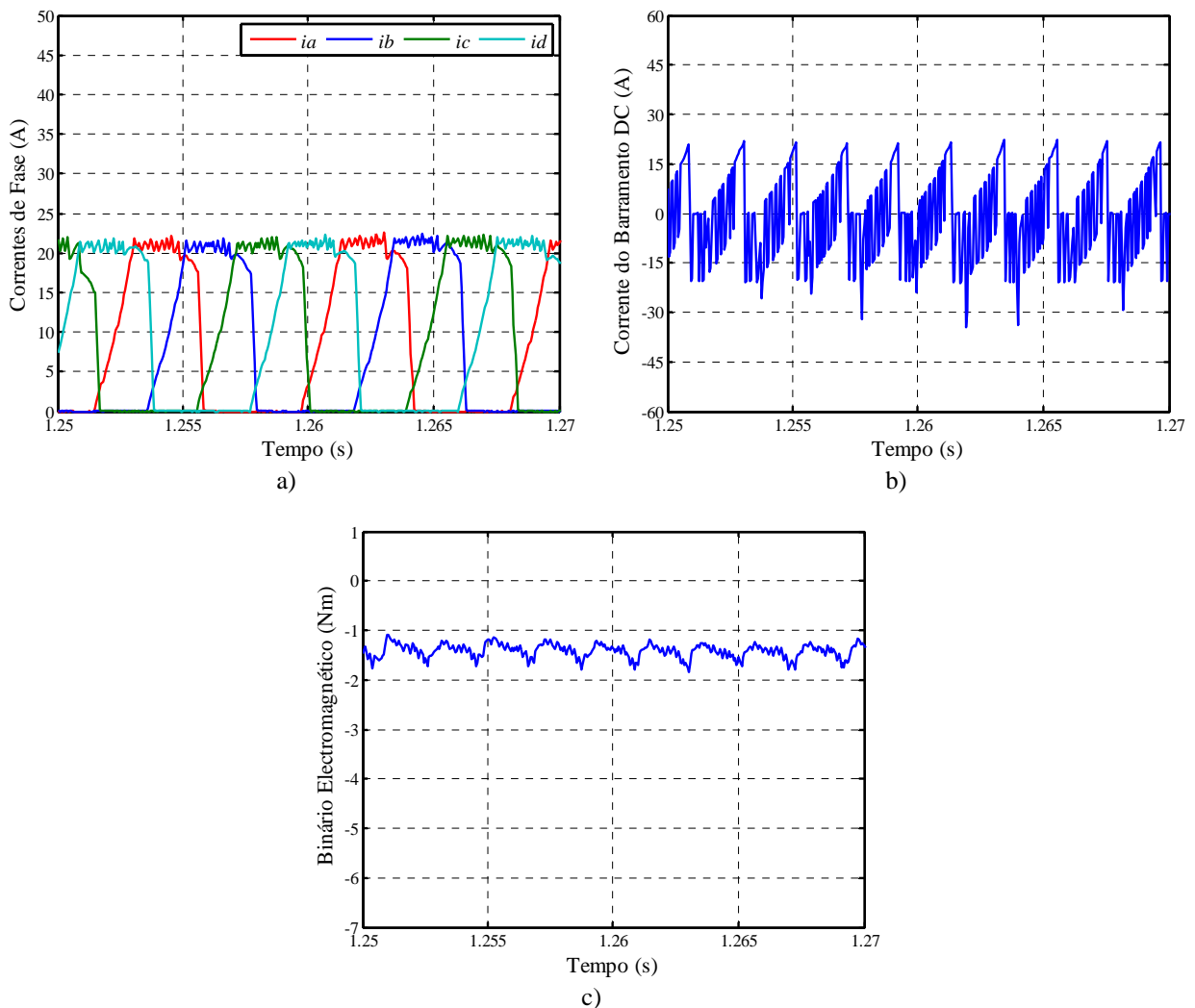


Figura II.7: Formas de onda ilustrativas do controlo para a minimização da oscilação do binário electromagnético: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado.

As conclusões que se podem tirar são exactamente as mesmas relativamente ao resultado de simulação equivalente. As correntes de fase (Figura II.7a) são reguladas durante um longo período, o que implica uma oscilação de binário relativamente reduzida (Figura II.7c). A corrente do barramento DC (Figura II.7b) apresenta consequentemente evidências das constantes comutações efectuadas pela histerese do controlo de corrente efectuado.

- **Controlo de Optimização do Rendimento do GRVC ( $K_x = 0$ )**

A Figura II.8 apresenta o resultado obtido de modo a aumentar o rendimento do GRVC. Nesta, os ângulos de actuação utilizados foram iguais a  $30^\circ$  para  $\theta_{on}$ , e  $43.3^\circ$  para  $\theta_{off}$ .

É possível verificar pelo gráfico correntes de fase (Figura II.8a), que a corrente não é regulada. Isto, deve-se aos baixos períodos de condução, não sendo a corrente de referência

atingida durante o período de condução dos IGBTs. A corrente do barramento DC (Figura II.8b) apresenta também o perfil característico do modo de operação em *single-pulse*. Todas estas características contribuem para uma enorme oscilação no binário electromagnético desenvolvido, como ilustra a Figura II.8c.

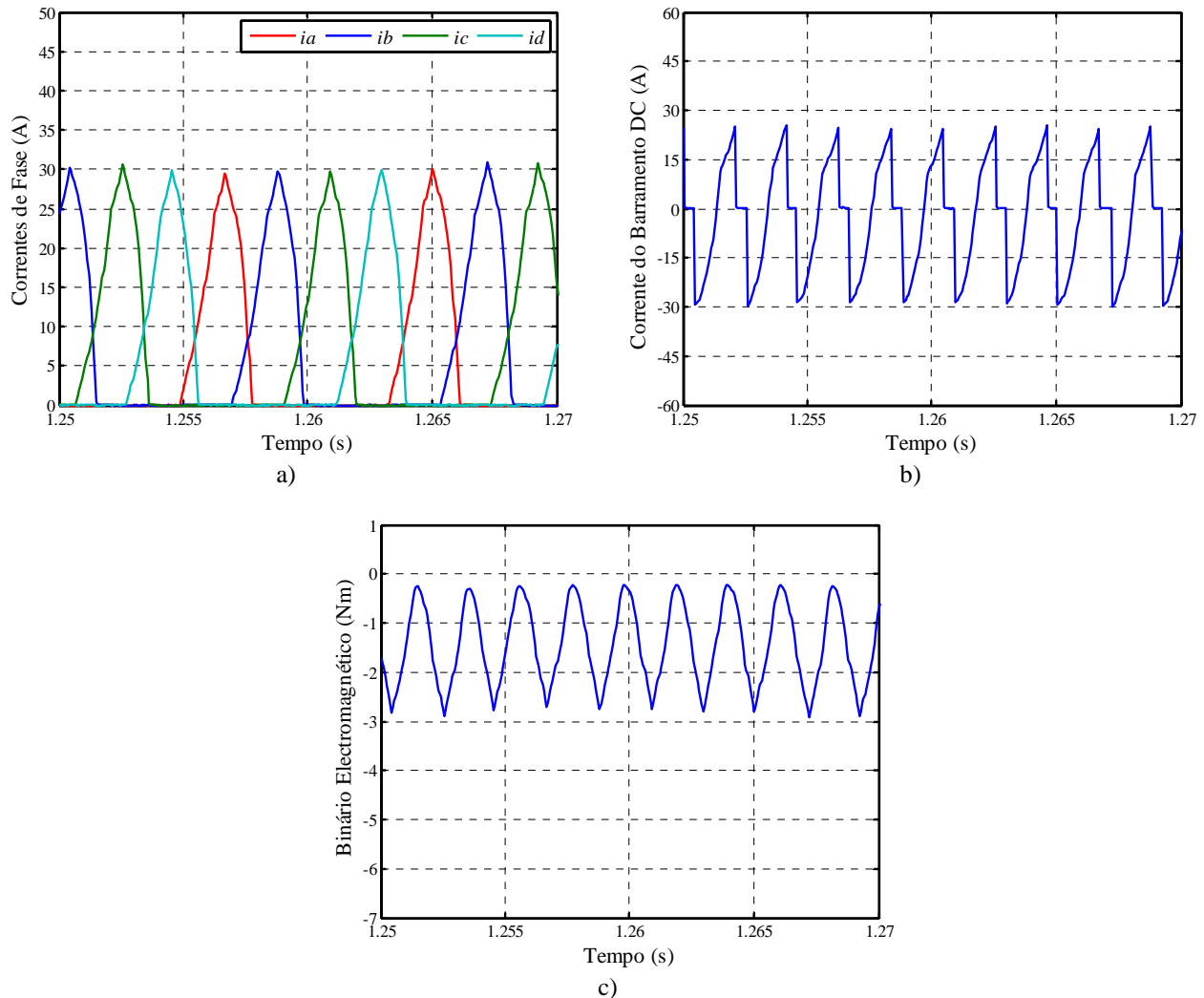


Figura II.8: Formas de onda ilustrativas do controlo para aumento do rendimento do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento DC; c) Binário electromagnético estimado;

- **Controlo Unificado do GRVC ( $K_x = 0.5$ )**

Por fim, ilustra-se um controlo de compromisso que demonstra mais uma vez que a redução na oscilação de binário electromagnético e o aumento do rendimento do gerador são inatingíveis simultaneamente. O ângulo de ignição usado teve o valor de  $27.5^\circ$ , enquanto o ângulo de comutação teve o valor de  $49.15^\circ$ . As formas de onda obtidas encontram-se na Figura II.9. É relativamente fácil de visualizar que todas as formas de onda apresentadas estabelecem compromissos relativamente às estratégias anteriores.

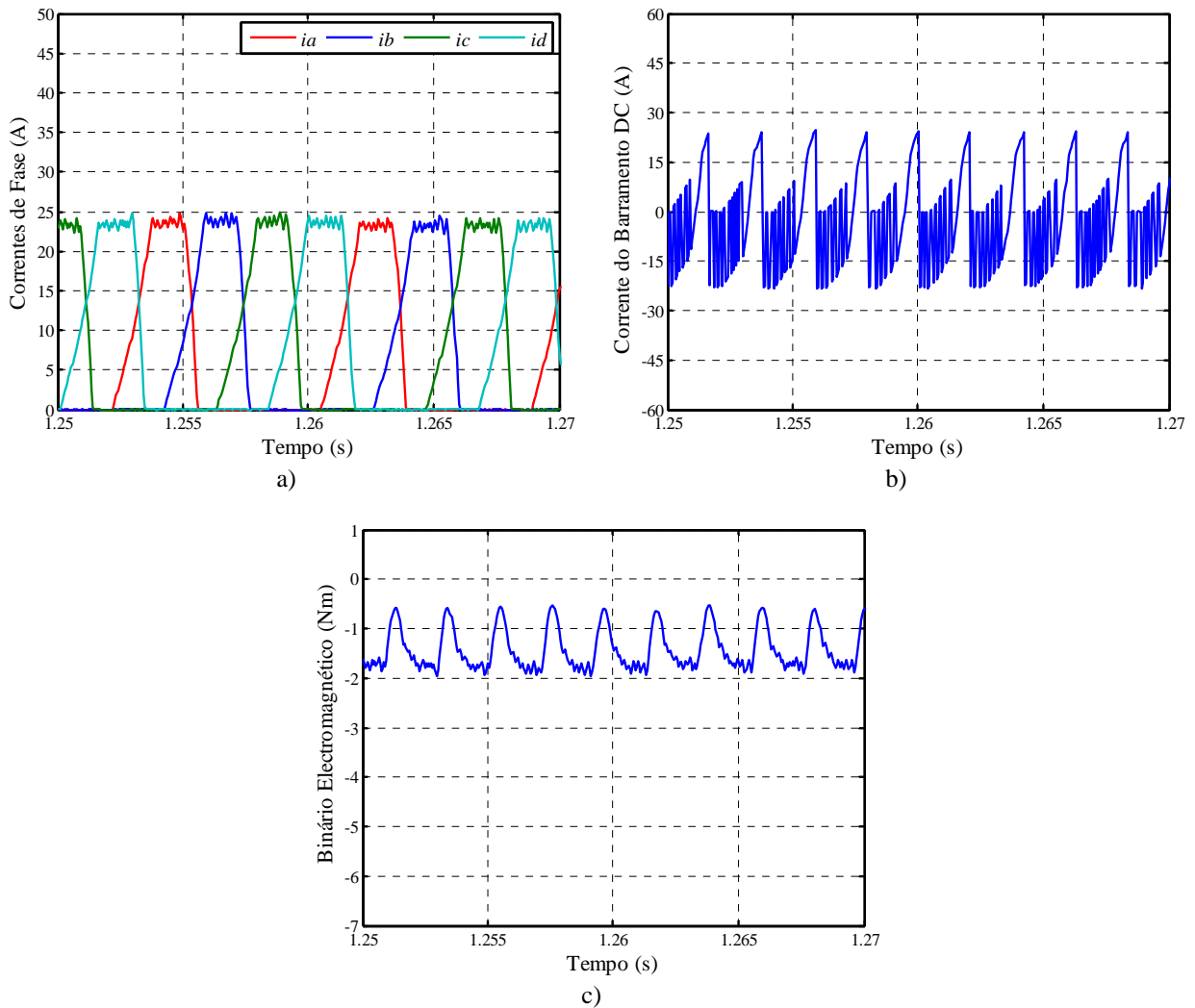


Figura II.9: Formas de onda ilustrativas para o controlo unificado do GRVC: a) Correntes de fase; b) Corrente do barramento; DC c) Binário electromagnético estimado.

- **Análise dos Valores Numéricos**

A Tabela II.3 apresenta o resumo dos valores quantitativos das estratégias de controlo apresentadas. Mais uma vez, os dados são compatíveis com os pressupostos teóricos tomados. As perdas no cobre vão diminuindo à medida que a variável  $K_x$  também diminui, devido ao comportamento da corrente eficaz de fase. De forma oposta o módulo da corrente do barramento DC aumenta, juntamente com o TWO do binário electromagnético desenvolvido.



Tabela II.2: Valores numéricos obtidos para as três estratégias de controle e para uma velocidade de 1200 rpm e binário de carga igual a -2Nm

	$I_{aRMS}$ (A)	$I_{aDC}$ (A)	$I_{busRMS}$ (A)	$I_{busDC}$ (A)	$TWO$ (%)	$V_{DC}$ (V)	$\eta_a$ (%)
$K_x = 1$	12.8	8.7	13.8	-1.1	10.1	24.2	10.6
$K_x = 0.5$	11.3	6.4	14.9	-2.0	30	24.2	19.3
$K_x = 0$	11.0	5.6	17.1	-2.2	57.6	24.2	21.1

## Apêndice III – Material de Laboratório

Neste Apêndice é apresentada informação visual e característica relativa ao material utilizado na validação experimental.

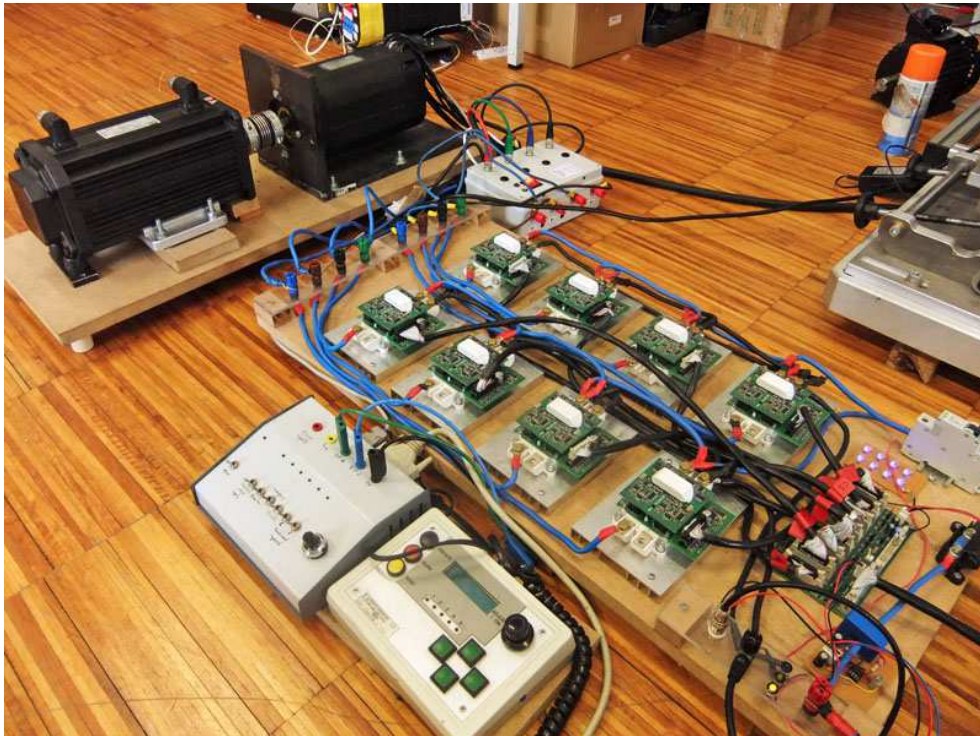


Figura III.1: Perspectiva geral da montagem laboratorial.

Parâmetros	Valores
Velocidade Nominal	3000 <i>rpm</i>
Potência Nominal	1.5 <i>kW</i>
Tensão Nominal	24 <i>V</i>
<i>m</i>	4
<i>J</i>	0.11 <i>Kgm<sup>2</sup></i>

Tabela III.1: Valores característicos do MRVC em estudo.



Figura III.2: Módulo tetrafásico de medição de correntes, com sensores LEM LA-100P.



Figura III.3: dSpace DS11013.

# Apêndice IV – Método de Diagnóstico

Neste apêndice é demonstrada a eficácia do método de diagnóstico desenvolvido em várias situações de velocidade e carga. Serão apenas demonstrados ensaios práticos.

## IV.1.- Circuito Aberto nos Interruptores de Potência

### IV.1.1.CA em $TA_2$ – Condições Mecânicas: 800 rpm e 3 Nm

É efectuado neste caso, uma avaria na Fase A numa posição em que a corrente ainda se encontrava em crescimento (Figura IV.1). Como consequência, é detectado um CA na fase A, e as três variáveis de diagnóstico associadas a essa fase decrescem e ultrapassam o *threshold* definido. A partir desse instante representado na Figura IV.1b pela recta vertical é contabilizado igualmente o tempo de descida da corrente. A percentagem de tempo obtida é igual a 33.6% o que significa que o IGBT em avaria é o  $T_{A2}$ .

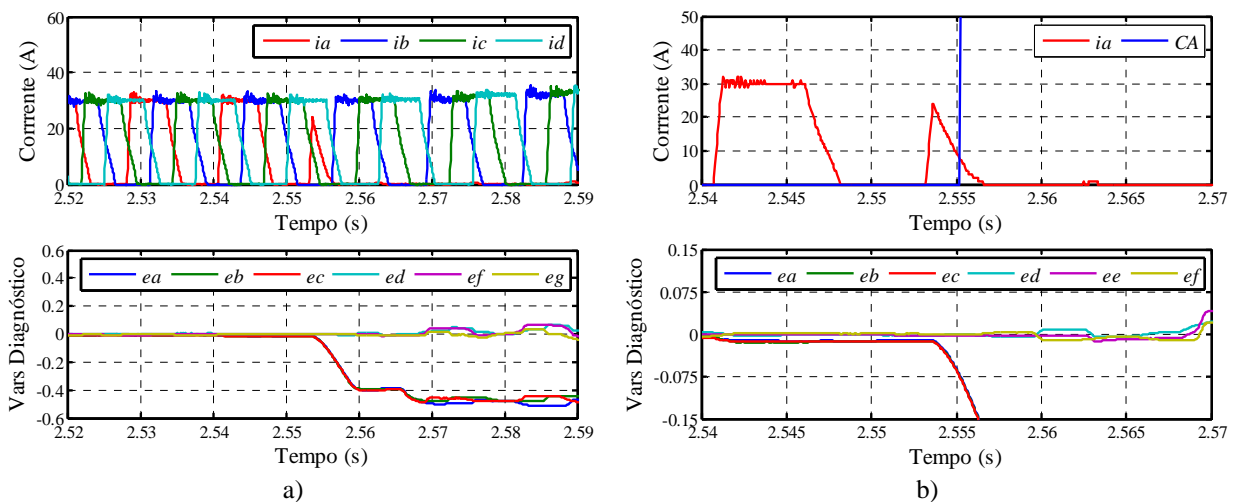


Figura IV.1: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da corrente de fase e da detecção da falha.

### IV.1.2. CA em $TA_1$ – Condições Mecânicas: 800 rpm e 3 Nm

O comportamento das variáveis de diagnóstico é semelhante ao caso prático anterior e é ilustrado na Figura IV.2. No entanto, após a detecção da falha a corrente na fase decresce mais rapidamente, isto porque, o IGBT desligado pelo método é o que se encontrava saudável. Neste caso a percentagem do tempo de condução, é igual a 2.4%, comprovando assim que o IGBT em avaria é o  $T_{A1}$ .

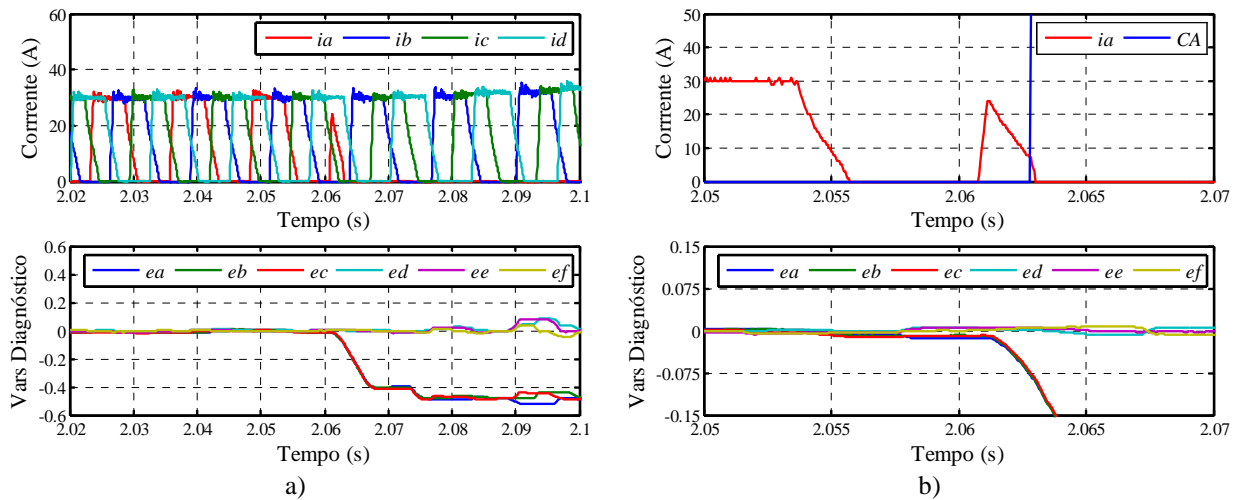


Figura IV.2: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da corrente de fase e da detecção da falha.

### IV.1.3. CA em $TA_2$ – Condições Mecânicas: 800 rpm e 1 Nm

Ilustra-se agora uma CA no IGBT  $T_{A2}$  do conversor de potência utilizado. Tal como no caso anterior, é demonstrado o comportamento geral das variáveis de diagnóstico e uma ampliação da zona de interesse, de modo a perceber o comportamento da corrente da fase em avaria após a detecção da falha.

É perceptível que a fase desmagnetiza lentamente, e que o IGBT em avaria seja o  $T_{A2}$ . No entanto, é necessário obter o valor percentual do tempo de condução que neste caso é igual a 75.84% que é um valor muito superior ao *threshold* definido (15%) comprovando assim, o IGBT em CA.

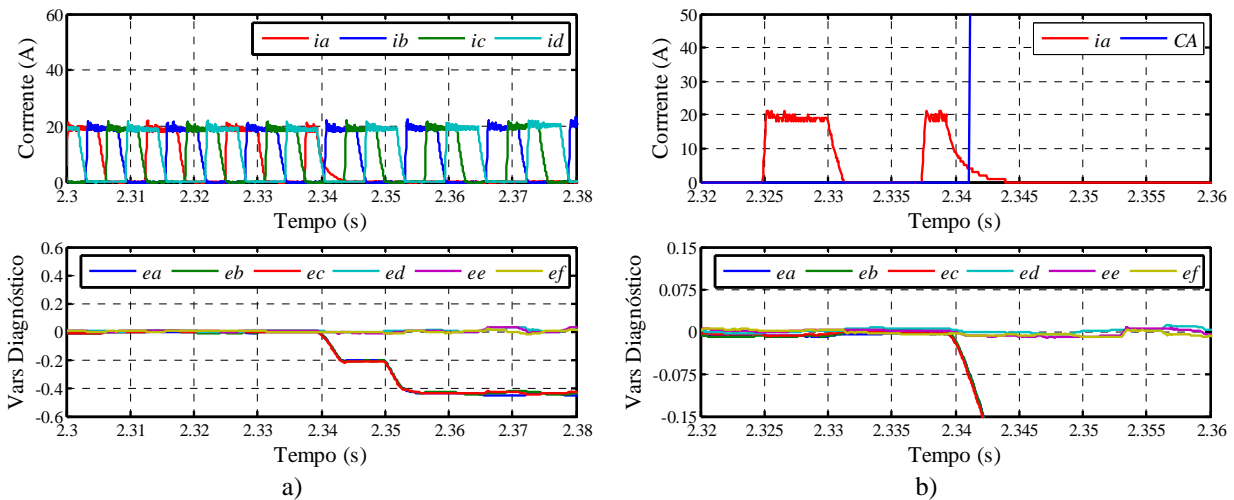


Figura IV.3: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da corrente de fase e da detecção da falha.

#### IV.1.4. CA em $TA1$ – Condições Mecânicas: 800 rpm e 1 Nm

Mais uma vez, comprovando a simulação anterior com um ensaio prático, a corrente na fase desmagnetiza muito rapidamente devido à aplicação de uma tensão negativa aos terminais do enrolamento da fase A (Figura IV.4). Calculando mais uma vez o período de desmagnetização após o diagnóstico da falha obtém-se um valor percentual de 4.8%, que é um valor inferior a 15% concluindo-se portanto que, o IGBT em avaria é o  $T_{A1}$ .

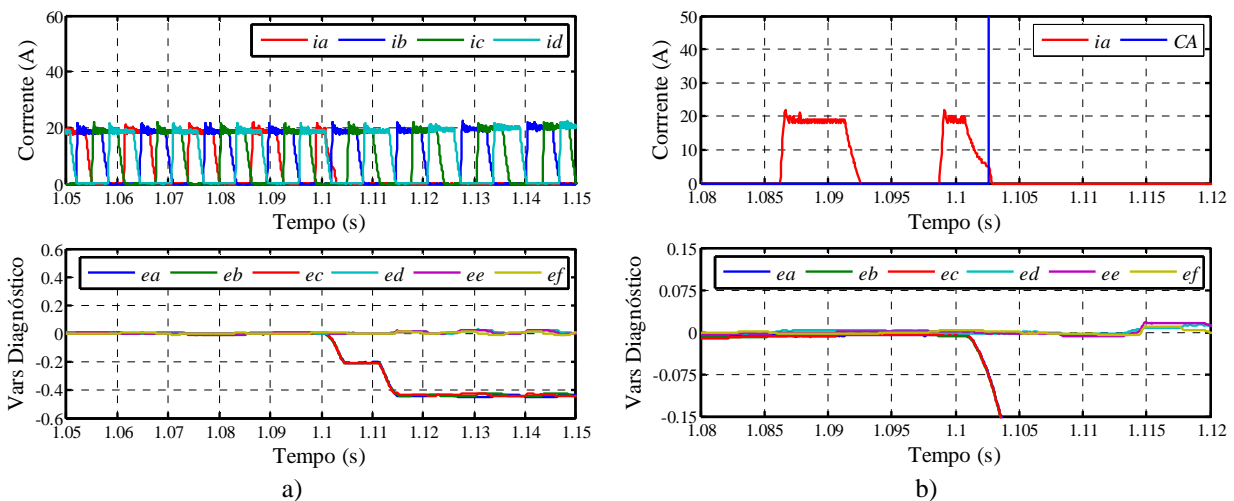


Figura IV.4: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da corrente de fase e da detecção da falha.

#### IV.1.5. CA em $TA_2$ – Condições Mecânicas: 1200 rpm e 3 Nm

Na parte principal da tese foi ilustrado o comportamento do método de diagnóstico a uma velocidade 1200 rpm para um nível de carga igual 3 Nm. Comprova-se mais uma vez em anexo a validade do método para essa velocidade mas, para níveis de carga mais elevados.

Neste caso, introduz-se uma avaria de CA no IGBT  $T_{A_2}$  numa posição mais avançada, isto é, perto do fim do período de condução dos IGBTs. Ilustram-se mais uma vez as figuras que permitem analisar o comportamento das variáveis de diagnóstico e da corrente da fase pós-avaria (Figura IV.5). O período percentual que comprova a avaria do semiconductor  $T_{A_2}$  é igual a 216.13%, que é muito maior que o *threshold* definido (15%). Embora pareça exagerado, este facto justifica-se pois a falha é diagnosticada muito perto da zona desalinhada, tendo um declive desprezável fazendo com que a corrente não se extinga tao rapidamente. É interessante também verificar que devido ao longo período de desmagnetização as variáveis de diagnóstico voltam a subir.

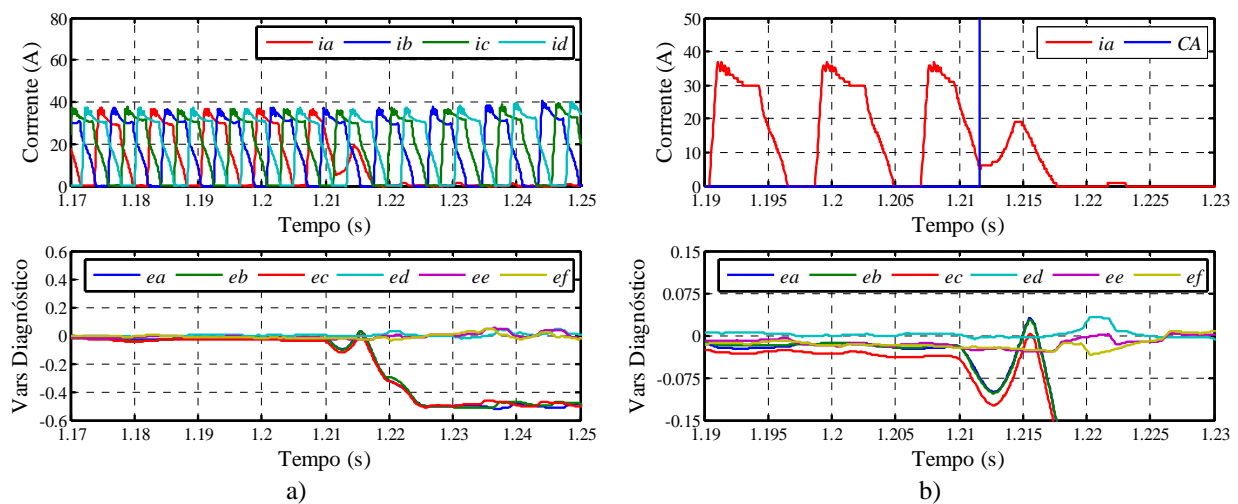


Figura IV.5: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da corrente de fase e da detecção da falha.

#### IV.1.6. CA em $TA_1$ – Condições Mecânicas: 1200 rpm e 3 Nm

Tal como nos casos anteriores ilustra-se também a mesma avaria no outro IGBT da fase, para as mesmas condições de funcionamento (Figura IV.6). O comportamento é totalmente distinto, uma vez que a desmagnetização é forçada através dos díodos. O período percentual obtido é igual a 5.4% comprovando então que o semiconductor em aberto é o  $T_{A_1}$ .

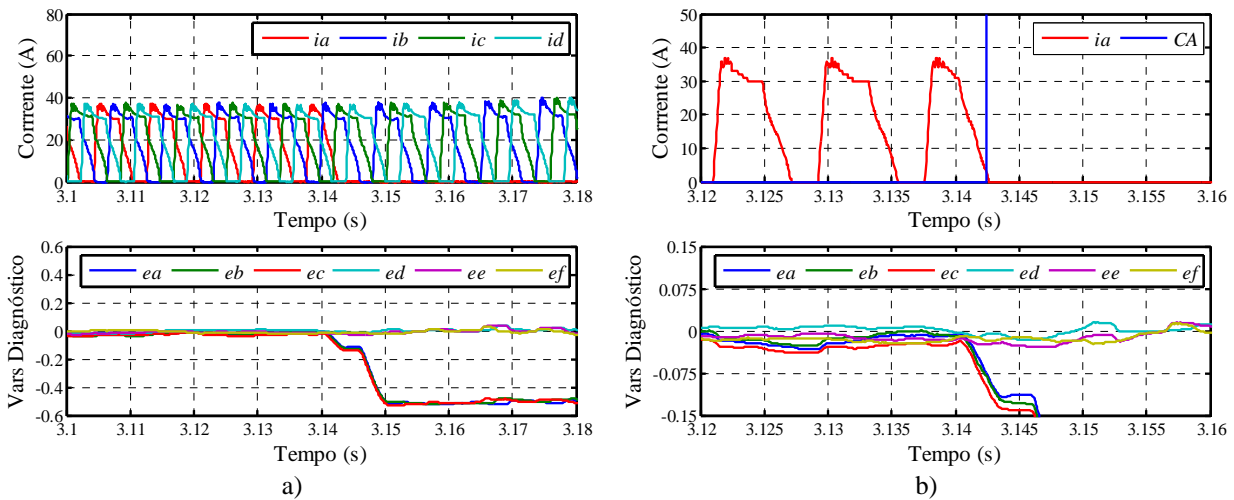


Figura IV.6: Ilustração do comportamento das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CA na fase A: a) Visão geral; b) Visão detalhada da corrente de fase e da detecção da falha.

## IV.2. Curto-circuito nos Interruptores de Potência

### IV.2.1. CC – Condições Mecânicas: 800 rpm e 0 Nm

Neste caso para o mesmo ensaio é efectuado um CC em ambos os IGBTs. A Figura IV.9 ilustra o comportamento das correntes de fase em ambos os casos. Observa-se que no gráfico da Figura III.9b, a corrente toma maiores valores na presença da falha. Este facto, justifica-se pois o IGBT avariado era o responsável pela regulação de corrente por histerese.

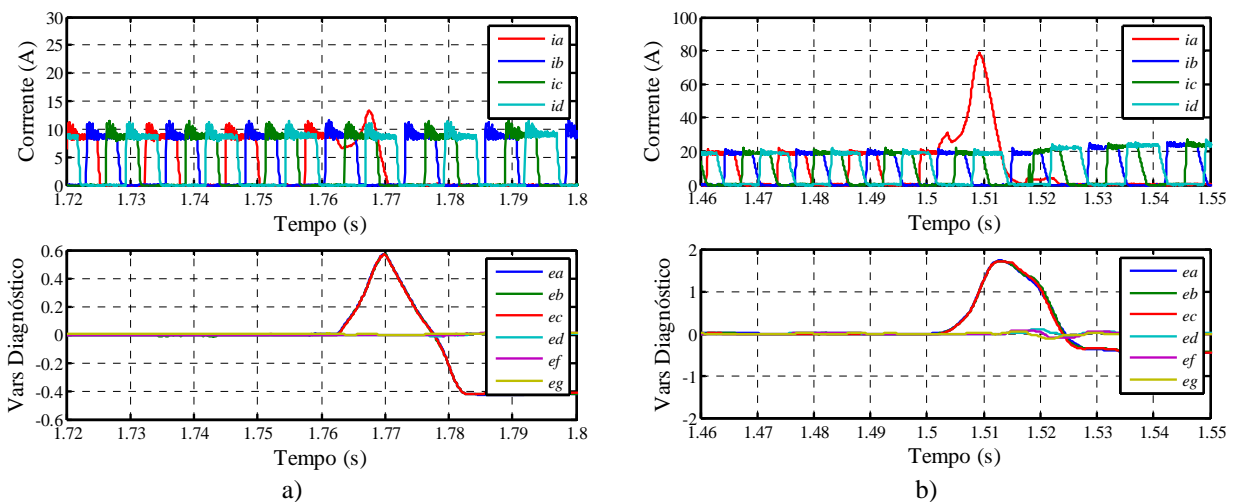


Figura IV.9: Ilustração do comportamento geral das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CC na fase A: a) CC em  $T_{A2}$ ; b) CC em  $T_{A1}$ .

Na Figura IV.10, observa-se o método aplicado que permite localizar o IGBT em CC. Na Figura IV.10a, a corrente não altera após a realização do teste contrariamente, ao que sucede na XXII



Figura IV.10b, em que a corrente cresce atingindo 20% da corrente de referência. Assim, segundo o método apresentado no Capítulo 5 conclui-se que, o IGBT em avaria da Figura III.10a é o  $T_{A2}$ , ao contrário da Figura IV.10b, cujo IGBT em avaria é o  $T_{A1}$ .

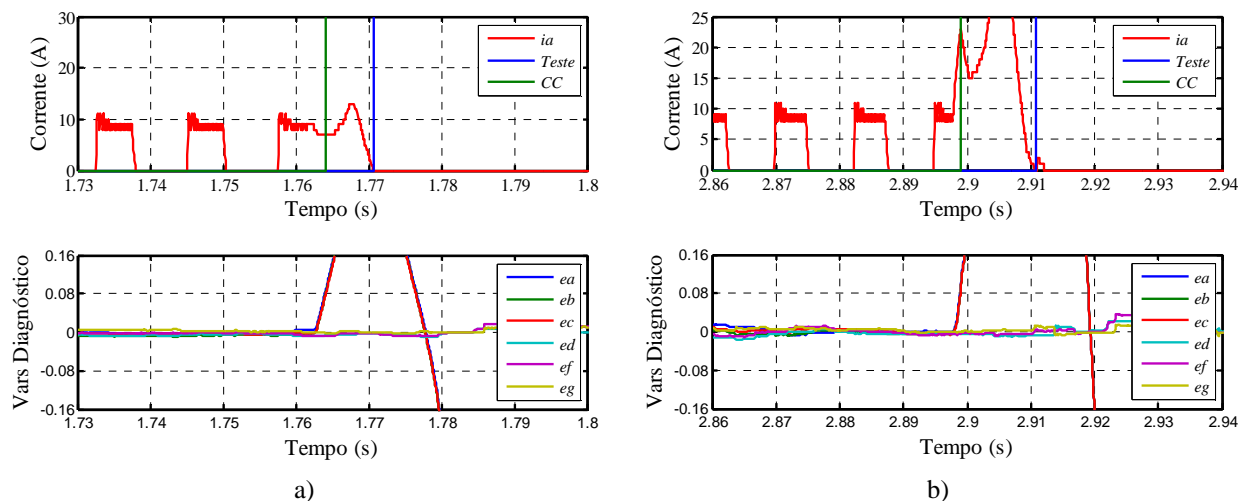


Figura IV.10: Ilustração do comportamento da corrente de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CC na fase A: a) CC em  $T_{A2}$ ; b) CC em  $T_{A1}$ .

## IV.2.2. CC – Condições Mecânicas: 1200 rpm e 1 Nm

Este método de localização apresenta um comportamento semelhante para todas as situações de carga e velocidade. Este ensaio representado na Figura IV.11 ilustra mais uma vez, o comportamento das correntes e das variáveis de diagnóstico perante uma falha de CC nos semicondutores da mesma fase do conversor.

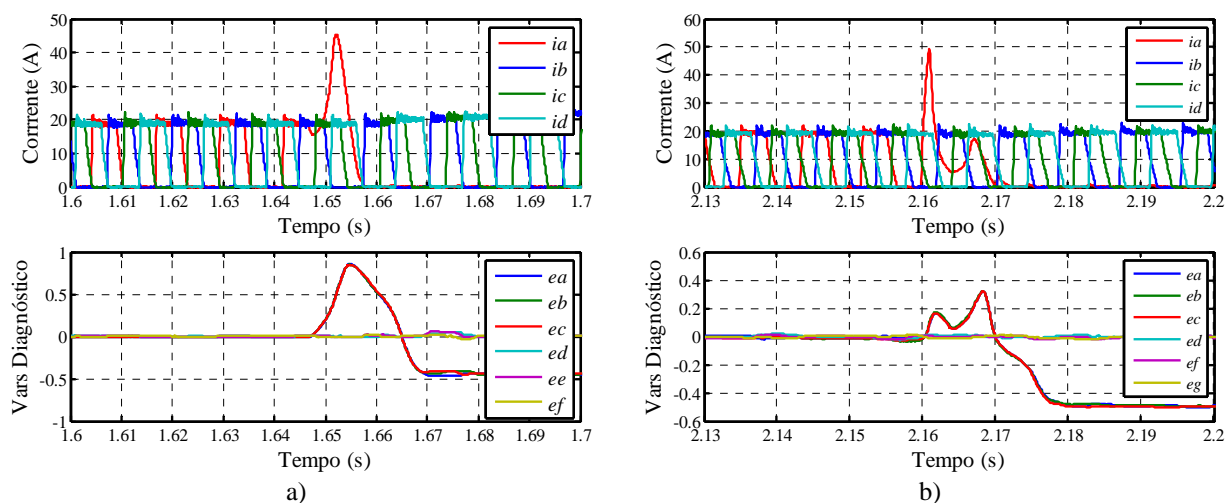


Figura IV.11: Ilustração do comportamento geral das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CC na fase A: a) CC em  $T_{A2}$ ; b) CC em  $T_{A1}$ .

Tal como no caso anterior, a corrente na Figura IV.11a não sofre alterações após a realização do teste. Isto significa que o IGBT que o teste de localização acciona já se encontrava em CC. Por outro lado, na Figura IV.11b a corrente sobe pois, o IGBT ligado pelo método de localização encontrava-se saudável.

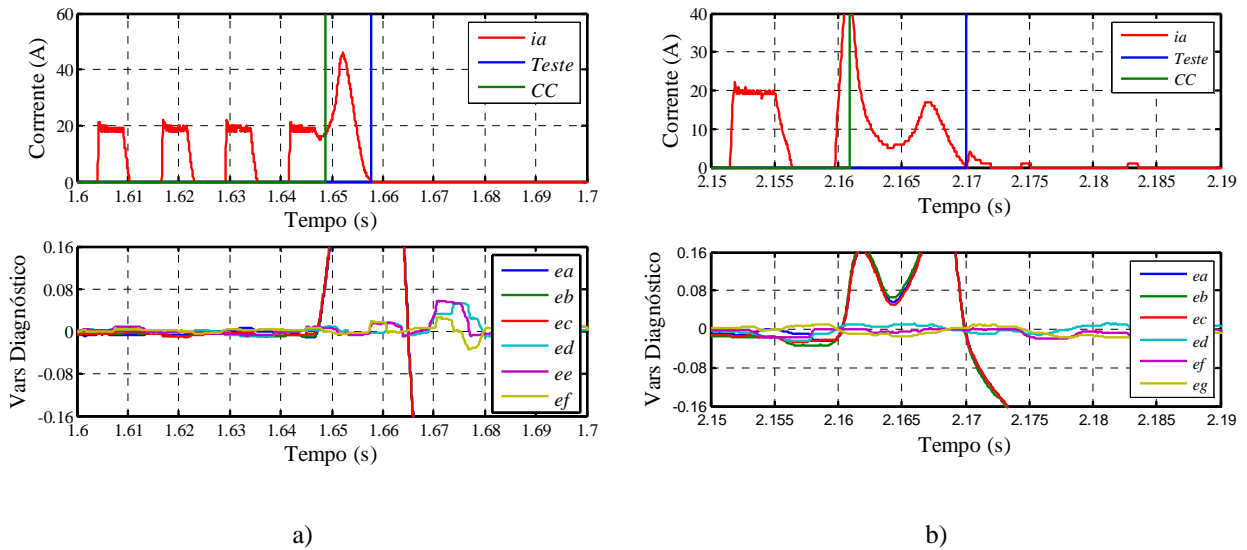


Figura IV.12: Ilustração do comportamento da corrente de fase e das variáveis de diagnóstico perante um CC na fase  
A: a) CC em  $T_{A2}$  ; b) CC em  $T_{A1}$  .