



**FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA**

**CONTROLO DE POSIÇÃO ANGULAR DE UMA
MÁQUINA ELÉCTRICA DE RELUTÂNCIA COMUTADA
8/6**

Silviano Francisco Santos Rafael
(Mestre)

**Dissertação para obtenção do grau de Doutor em
Engenharia Electrotécnica - Energia pela Faculdade de Ciências e
Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa**

Orientador:	Doutor Armando José Pinheiro Marques Pires
Co-Orientador:	Doutor Paulo José da Costa Branco
Co-Orientador:	Doutor Adolfo Steiger Garção

**Lisboa
2010**

"Everything should be made as simple as possible, but no simpler."
Albert Einstein

À Isabel, Abel, Silvia, Ana e Isa

AGRADECIMENTOS

A elaboração de um trabalho de doutoramento implica uma grande dedicação e gosto pelo estudo dos assuntos que o compõem associado ao contributo generoso e amigo de inúmeras pessoas. Quero aqui registar o meu sincero reconhecimento a todos os que de uma forma directa ou indirecta contribuíram para a concretização deste trabalho.

Gostaria de agradecer de uma forma muito especial ao meu orientador científico Prof. Dr. Armando Pires, pelo seu profundo empenho, trabalho, total disponibilidade, imprescindível apoio e incentivo. Agradeço a total solicitude, compreensão das dificuldades, discussões e sugestões que muito serviram para superar as dificuldades. Agradeço as suas sugestões e críticas, extremamente pertinentes, que foram fundamentais e que contribuíram da melhor forma para o desenvolvimento e conclusão do presente trabalho.

Ao meu co-orientador científico Prof. Dr. Paulo Branco, o agradecimento pelo empenho e confiança que em mim sempre tem depositado. Desejo também reconhecer a amizade demonstrada e o bom ambiente de trabalho proporcionado. Agradeço as perspicazes sugestões e críticas que foram muito importantes e que contribuíram para o desenvolvimento e conclusão do presente trabalho.

Ao meu co-orientador científico Prof. Dr. Adolfo Garção, o agradecimento pelo empenho e confiança que em mim depositou. Desejo também reconhecer a simpatia, cordialidade e apoio demonstrado ao longo da minha passagem na Faculdade de Ciência e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa.

Agradeço também a todos os meus colegas do Departamento de Engenharia Electrotécnica, em particular aos elementos do LabSEI, da Escola Superior de Tecnologia de Setúbal pelo incentivo sempre demonstrado.

E finalmente, às pessoas que porventura não mencionei e que no seu anonimato foram importantes para a concretização deste trabalho, o meu reconhecimento também.

Desejo agradecer às seguintes entidades: Escola Superior de Tecnologia de Setúbal e Instituto Politécnico de Setúbal por todo o apoio material concedido; Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores pelo incentivo demonstrado e finalmente à Faculdade de Ciência e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa pelo apoio concedido.

Finalmente um agradecimento, muito difícil de expressar por palavras, à minha família. À Isabel, pelo carinho, amizade, compreensão, constante generosidade, apoio e incentivo que me ajudaram a tornar menos árdua a execução deste trabalho. Aos meus filhos Abel, Silvia, Ana e Isa pelo carinho e compreensão que sempre demonstraram, em particular quando deixei de privar com eles em prol do trabalho. Para ele e elas um imenso ósculo de um profundo e reconhecido agradecimento.

RESUMO

A máquina eléctrica de relutância comutada assume cada vez mais uma posição de destaque no mercado doméstico e industrial, substituindo com sucesso máquinas eléctricas concorrentes, não só devido a um melhor desempenho e uma maior durabilidade como também devido ao seu baixo custo de produção e de manutenção. Contudo, as não linearidades que a caracterizam apresentam um desafio quando se pretende aplicá-la nos accionamentos mais exigentes e de elevado desempenho, como por exemplo no controlo de posição angular do veio.

Nesta dissertação apresenta-se a geometria, a característica electromagnética e a característica do binário da máquina eléctrica de relutância comutada 8/6, assim como os parâmetros de operação para sua utilização no controlo de posição. Apresenta-se também uma nova metodologia de controlo de posição angular aplicada à máquina de relutância comutada com medição directa da posição. Esta metodologia é baseada nas técnicas não lineares de controlo bem adaptadas aos sistemas electrónicos microprocessados.

Outra metodologia de controlo de posição angular baseada na medição indirecta da posição é apresentada e caracterizada. O sistema de medição indirecta da posição proposto utiliza a técnica de modulação em frequência para codificar o coeficiente de indução. Uma nova estrutura de controlo de posição baseada nos controladores clássicos é apresentada considerando a sua adequação ao sistema de medição indirecta de posição.

O desenvolvimento e implementação laboratorial dos protótipos foi o corolário do estudo dos sistemas propostos. Estes protótipos permitiu que esta dissertação fosse ilustrada com resultados experimentais do desempenho dos sistemas desenvolvidos assim como permitiu validar os conceitos teóricos aplicados.

Palavras chave: Máquina eléctrica de relutância comutada, Accionamento electromecânico, Controlo de posição angular, Medição indirecta da posição do veio, Servomotor, Controlo por modo de deslizamento, Controlo PID.

ABSTRACT

The Switched Reluctance Machine is, nowadays, assuming a strong position in the industrial and domestic market replacing successfully other electrical machines. This is due, not only by its good performance and robustness but also by its low cost in production and maintenance. However the nonlinearities that characterize it, present a challenge when trying to apply it in the most demanding motion drives such as the angular shaft position control.

In this thesis the study of geometry, the electromagnetic characteristic, the torque characteristic of the switched reluctance machine 8 / 6, as well as operating parameters for position control are presented. Also, it is presented a new control methodology applied to the angular position for switched reluctance machine with position sensor. This methodology is based on nonlinear control techniques well suited to the microprocessor systems.

Another method for angular position control based on indirect position measurement is presented and characterized. The indirect position measurement system proposed uses a frequency modulation technique to encode the induction coefficient. A new position control structure based on the classic controller is presented considering its suitability to the indirect position measurement system.

The development and implementation of the laboratory prototypes was a corollary of the proposed systems study. These prototypes allowed this thesis to be illustrated with experimental results of the developed systems performance and also allowed to validate the applied theoretical concepts.

Keywords: Switched reluctance machine, Sliding mode control, PID control, Servo-drive, Sensorless position, Position control system.

SIMBOLOGIA

A	- Matriz do modelo de estado contínuo do sistema.
A_d	- Matriz do modelo de estado discreto do sistema.
\vec{A}	- Vector de potencial magnético.
A_r	- Área de sobreposição dos pólos salientes da máquina de relutância comutada.
B	- Matriz do modelo de estado contínuo do sistema.
B_d	- Matriz do modelo de estado discreto do sistema.
B_v	- Coeficiente de atrito viscoso da máquina.
B_s	- Ângulo do pólo do estator.
B_r	- Ângulo do pólo do rotor.
\vec{B}	- Vector indução magnética.
$B_{s\ min}$	- Ângulo do pólo do estator mínimo.
$B_{r\ min}$	- Ângulo do pólo do rotor mínimo.
C	- Matriz de ganhos.
C_t	- Contagem de ciclos de <i>clock</i> num período.
c	- Comprimento transversal do pólo do rotor ou do estator da máquina de relutância comutada.
D_e	- Coeficiente de atrito estático da máquina.
$E(t)$	- Erro instantâneo.
$E_{\theta k}$	- Erro de posição angular no instante k .
$E_{\theta k-1}$	- Erro no instante de tempo $k-1$.
$\Delta E_{\theta k}$	- Variação do erro no instante de tempo k .
E_{fase}	- Força electromotriz induzida numa fase.
F_s	- Frequência de amostragem.
$F(T_c)$	- Frequência do oscilador em função da temperatura.
$F(\theta)$	- Frequência do oscilador em função da posição angular.
\vec{H}	- Vector campo magnético.
$i(t)$	- Intensidade instantânea da corrente que percorre um circuito eléctrico.
i_{ref}	- Valor da corrente de referência.
i_j	- corrente instantânea na fase j da máquina.
I	- Matriz identidade.
J	- Momento de inércia.
\vec{J}	- Vector densidade eléctrica.

K_p	- Ganho proporcional de um controlador PID.
K_i	- Ganho integrativo de um controlador PID.
K_d	- Ganho derivativo de um controlador PID.
K_c	- Constante com valor 7×10^{22} .
K_1, K_2 e K_3	- Constantes da lei de controlo aumentada.
L	- Coeficiente de auto indução.
L_{min}	- Valor mínimo do coeficiente de auto indução.
L_{max}	- Valor máximo do coeficiente de auto indução.
$L(\theta)$	- Coeficiente de auto indução em função da posição angular θ .
L_{bd}	- Coeficiente de indução da bobina de diagnóstico.
$L(\theta, i)$	- Coeficiente de auto indução em função da posição angular θ e da corrente eléctrica i .
$M(\theta)$	- Coeficiente de indução mutua em função da posição angular.
n	- direcção normal à superfície.
N_f	- Número de fases da máquina.
N_r	- Número de pólos no rotor.
N_s	- Número de pólos no estator.
P_j	- Potência instantânea absorvida pela fase j da máquina.
\Re	- Relutância do circuito magnético.
R	- Resistência eléctrica interna da bobina de uma fase.
R^n	- Conjunto dos <i>Reais</i> de ordem n .
R_{bd}	- Resistência da bobina de diagnóstico.
R_j	- Resistência da fase j da máquina.
R_k	- Matriz de referências do sistema no instante k .
S	- Superfície de comutação (forma genérica).
$S(t)$	- Função de comutação no tempo contínuo.
$s(x)$	- Função de comutação (forma genérica).
S_k	- Função de comutação no tempo discreto.
s_i	- Função de comutação de índice i .
\dot{s}_i	- Primeira derivada da função comutação de índice i .
$Sgn(s)$	- Sinal da função de comutação.
sp	- Ângulo de sobreposição dos pólos adjacentes seguintes ao par de pólos alinhados.
t	- Variável tempo.
t_s	- Tempo de subida da grandeza eléctrica.

t_d	- Tempo de descida da grandeza eléctrica.
t_h	- Período da frequência de oscilação.
T_{em}	- Binário electromagnético da máquina de relutância comutada.
T_{ref}	- Binário de referência.
T	- Binário instantâneo.
T_s	- Intervalo de tempo de amostragem.
$Te(t)$	- Binário electromagnético instantânea da máquina em função do tempo t .
$Te^+(t) Te^-(t)$	- Binário electromagnético instantânea positivo ou negativo em função do tempo t .
$Tr(t)$	- Binário resistente instantânea em função do tempo t .
T_n	- Binário nominal da máquina.
T_s	- Taxa de amostragem.
$Tact$	- Tempo de atraso de resposta da MERC.
Tc	- Temperatura em graus Celsius.
$T(\theta, i)$	- Binário em função da posição angular θ e da corrente eléctrica i .
$T_{médio}$	- Binário médio.
U^+, U^-	- Comandos genéricos aplicados a um sistema em modo de deslizamento.
U_{bd}	- Tensão aplicada aos terminais da bobina de diagnóstico.
u	- Controlo equivalente aumentado.
u_{eq}	- Controlo equivalente.
u_d	- Controlo descontínuo.
u_k	- Controlo equivalente aumentado no instante k .
V_{cc}	- Tensão de alimentação contínua.
V_{ref}	- Tensão de referência.
$V(x, t)$	- Função candidata de Lyapunov.
$\dot{V}(x, t)$	- Primeira derivada da função candidata de Lyapunov.
V_f	- Tensão transitória.
V_j	- Tensão aos terminais da fase j da máquina.
ω_k	- Velocidade angular no instante k
W'	- Co-energia magnética.
$X(t)$	- Matriz das variáveis de estado
$Y(t)$	- Matriz das variáveis de saída
α	- Parâmetro da lei de convergência

β	- Ganho do controlo descontínuo.
δ	- Taxa cíclica do modulador de largura de impulso (<i>duty cycle</i>)
δ_{max}	- Taxa cíclica máxima
δ_{min}	- Taxa cíclica mínima
ε	- Parâmetro da primeira derivada da função comutação.
θ	- Posição angular do veio da máquina de relutância comutada.
$\theta(t)$	- Posição angular instantânea do veio em função do tempo t .
θ_{on}	- Posição angular do veio correspondente ao instante de excitação de uma fase.
θ_{off}	- Posição angular do veio correspondente ao instante de interrupção da corrente numa fase.
θ_q	- Posição angular do veio correspondente ao instante de extinção da corrente numa fase.
θ_{ref}	- Posição angular de referência do veio.
λ	- Parâmetro da lei de comutação
ξ_{ij} e α_{ij}	- Matriz de ganhos do controlo descontínuo.
τ_{mec}	- Constante de tempo mecânica da MERC.
τ_{elec}	- Constante de tempo do circuito eléctrico da fase da MERC.
φ_s	- Passo polar do estator
φ_r	- Passo polar do rotor
Ψ	- Fluxo magnético ligado com a bobina.
Ψ_0	- Fluxo magnético inicial.
$\Psi(.)$	- Função do fluxo magnético.
ω	- Velocidade angular do veio da máquina de relutância comutada.
ω_{ref}	- Velocidade angular de referência.
ω_k	- Velocidade angular instante k .
$\omega(t)$	- Velocidade angular instantânea em função do tempo t .
ς	- Operador Laplaciano

Abreviaturas

<i>FEM</i>	- Método de simulação por elementos finitos
<i>MERC</i>	- Máquina Eléctrica de Relutância Comutada
<i>MOSFET</i>	- Transistor de efeito de campo de óxido metálico (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
<i>PID</i>	- Controlador Proporcional, Integrativo e Derivativo
<i>PD</i>	- Controlador Proporcional e Derivativo
<i>PI</i>	- Controlador Proporcional e Integrativo
<i>PWM</i>	- Modulador de largura de impulso
<i>SMC</i>	- Controlo por modo de deslizamento

ÍNDICE DE MATÉRIAS

Índice de Figuras.....	XXI
Índice de Tabelas.....	XXVII
 Capítulo 1 – INTRODUÇÃO.....	29
1.1 Enquadramento e motivação.....	31
1.2 Objectivos.....	35
1.3 Estrutura da dissertação.....	39
1.3.1 Organização geral.....	39
1.3.2 Convenções	41
 Capítulo 2 – CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA ELÉCTRICA DE RELUTÂNCIA COMUTADA.....	43
2.1 Introdução.....	45
2.2 Motor de relutância comutada.....	47
2.2.1 Estrutura básica.....	47
2.2.2 Modelo electromecânico.....	50
2.2.3 Característica electromagnética.....	51
2.2.3.1 Perfil linear do coeficiente de indução.....	54
2.2.3.2 Perfil não linear do coeficiente de indução...	57
2.2.4 Característica do binário.....	57
2.3 Princípios de operação.....	61
2.3.1 Determinação dos parâmetros de actuação.....	61
2.3.2 Operação nos quatro quadrantes.....	65
2.3.3 Operação no controlo de binário.....	66
2.3.3.1 Equilibrar uma carga em regime dinâmico...	66
2.3.3.1.1 Ajuste do θ_{on}	67
2.3.3.1.2 Ajuste da corrente de referência...	68
2.3.3.1.3 Ajuste da corrente de referência e do θ_{on}	69
2.3.3.2 Posicionamento angular com carga.....	71
2.3.3.3 Posicionamento angular sem carga – análise teórica.....	72
2.4 Conversor estático da MERC.....	75
2.4.1 Topologia.....	76
2.4.2 Característica de funcionamento.....	77
2.5 Modelização e simulação da MERC.....	81
2.5.1 Método de elementos finitos.....	81
2.5.1.1 Introdução ao método.....	81
2.5.1.2 Modelização e simulação da MERC com o FEMM.....	84
2.5.1.3 Implementação e resultados experimentais...	87
2.5.2 Método de Computação Numérica Matlab/Simulink®.....	89
2.5.2.1 Introdução.....	89

	2.5.2.2	Modelação e simulação da MERC no Matlab /Simulink®.....	90
2.6		Análise teórica complementar.....	99
	2.6.1	O triângulo de exequibilidade.....	102
	2.6.1.1	Introdução.....	102
	2.6.1.2	Análise dos arcos polares da MERC 6/4.....	104
2.7		Conclusões.....	107

Capítulo 3 – DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR DE POSIÇÃO COM MEDIÇÃO

DIRECTA.....	111
3.1	Introdução..... 113
3.2	Sistema de controlo por modo de deslizamento..... 115
	3.2.1 Vantagens..... 118
	3.2.2 Desvantagens..... 118
3.3	Projecto do controlador por modo de deslizamento..... 121
	3.3.1 Modelo matemático..... 121
	3.3.2 Lei de comutação, de controlo e de convergência..... 124
3.4	Implementação do controlador por modo de deslizamento..... 129
	3.4.1 Determinação da gama e dos parâmetros do controlador..... 131
	3.4.1.1 Desenvolvimento experimental..... 132
	3.4.1.2 Análise de resultados e determinação do valor dos parâmetros..... 145
	3.4.2 Análise de robustez do controlador..... 148
3.5	Conclusões..... 151

Capítulo 4 – DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR DE POSIÇÃO BASEADO NA MEDIÇÃO

INDIRECTA DA POSIÇÃO.....	153
4.1	Introdução..... 155
4.2	Revisão das técnicas de medição indirecta da posição angular..... 157
	4.2.1 Métodos passivos..... 158
	4.2.1.1 Forma de onda..... 158
	4.2.1.1.1 Gradiente da corrente de fase..... 158
	4.2.1.1.2 Fluxo ligado..... 160
	4.2.1.2 Estimadores ou observadores..... 161
	4.2.1.3 Tensão induzida..... 161
	4.2.2 Métodos activos..... 162
	4.2.2.1 Forma de onda..... 162
	4.2.2.2 Técnicas de modulação..... 163
	4.2.2.2.1 Modulação em frequência..... 164
	4.2.2.2.2 Modulação em amplitude e em fase..... 164
	4.2.3 Análise crítica às técnicas..... 165
	4.2.3.1 O arranque da máquina..... 165
	4.2.3.2 O percurso e estabilização na posição de referência..... 166
	4.2.3.3 O equipamento necessário..... 170

4.3	Técnica proposta de medição indirecta da posição angular.....	173
4.3.1	Gama de variação de modulação em frequência.....	175
4.3.2	Medição indirecta da posição angular.....	177
4.3.3	Variação da temperatura.....	181
4.3.4	Variação de velocidade.....	183
4.3.5	Activação da fase de magnetização da máquina.....	186
4.4	Implementação do sistema de medição indirecta da posição proposto.....	203
4.5	Controlador proposto.....	209
4.6	Implementação do conjunto.....	215
4.6.1	Determinação experimental dos parâmetros do controlador.....	217
4.7	Conclusões.....	221
Capítulo 5	– RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	225
5.1	Introdução.....	227
5.2	Protótipo com sensor de posição angular.....	229
5.2.1	Resultados experimentais.....	231
5.2.1.1	Seguimento de uma referencia rectangular... 5.2.1.1.1 Com carga mecânica adicional... 5.2.1.1.2 Sem carga mecânica adicional....	231 235 238
5.2.1.2	Seguimento de uma referência triangular.....	242
5.2.1.3	Seguimento de uma referência sinusoidal....	244
5.3	Protótipo sem sensor de posição angular.....	247
5.3.1	Resultados experimentais.....	248
5.3.1.1	Seguimento de uma referência rectangular... 5.3.1.2 Seguimento de uma referência triangular..... 5.3.1.3 Seguimento de uma referência a sinusoidal...	249 252 254
5.4	Análise comparativa.....	257
5.4.1	Sistemas desenvolvidos.....	257
5.4.1.1	Função escalão de referência.....	258
5.4.1.2	Função rectangular de referência.....	258
5.4.1.3	Função triangular e sinusoidal de referência.....	259
5.4.2	Sistema clássico.....	260
5.5	Conclusões.....	265
Capítulo 6	– CONCLUSÕES.....	267
6.1	Síntese do trabalho e contribuições originais.....	269
6.2	Perspectivas de trabalho futuro.....	273
Bibliografia.....		275

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Fotografia do rotor e estator da máquina eléctrica de relutância comutada 8/6.....	47
Figura 2.2: Corte transversal. Pormenor da geometria da máquina.....	48
Figura 2.3: Característica electromagnética Fluxo/Posição/Corrente.....	53
Figura 2.4: Característica magnética da máquina.....	54
Figura 2.5: Característica linear do coeficiente de indução de uma fase.....	55
Figura 2.6: Característica não linear do coeficiente de indução de uma fase relativamente à posição do rotor e à corrente.....	57
Figura 2.7 Andamento do binário em função da posição e da corrente.....	59
Figura 2.8: Representação do coeficiente de indução linear de uma fase e da corrente em valor por unidade (pu) com os instantes angulares θ_{on} , θ_{mag} e θ_{off}	61
Figura 2.9: Andamento do binário estático nominal das quatro fases.....	64
Figura 2.10: Representação dos 4 quadrantes de funcionamento do accionamento.....	65
Figura 2.11: Andamento do binário total.....	67
Figura 2.12: Andamento da corrente e binário, (a) corrente de excitação nas fases e (b) binário quando o θ_{on} é ajustado.....	67
Figura 2.13: Andamento da corrente e binário, (a) corrente de excitação nas fases e (b) binário com o ajuste da corrente de referência.....	68
Figura 2.14: Andamento da corrente e binário, (a) corrente de excitação nas fases e (b) binário com o ajuste da corrente de referência e θ_{on}	69
Figura 2.15: Duração da sobreposição mecânica dos pólos das fases simultaneamente excitadas em função da velocidade de rotação do veio.....	70
Figura 2.16: Intersecção das curvas de binário nominal da F1 e F2 entre duas posições de binário nulo.....	73
Figura 2.17: Identificação dos intervalos angulares entre as fases F1 e F4.....	73
Figura 2.18: Identificação dos intervalos angulares entre as fases F1 e F3.....	74
Figura 2.19: Esquema eléctrico dos braços de potência do conversor.....	76
Figura 2.20: Modos de funcionamento do conversor.....	78
Figura 2.21: Representação da malha reticulada aplicada à MERC.....	84
Figura 2.22: Característica do binário. Levantamento experimental versus resultado da simulação por elementos finitos <i>FEMM</i>	85
Figura 2.23: Simulação do comportamento electromagnético da MERC para as posições angulares de (a) 6° e (b) 13°.....	86
Figura 2.24: Diagrama da implementação.....	87
Figura 2.25: Andamento das correntes aplicadas à fase F1 e fase F4.....	88
Figura 2.26: Andamento da posição angular do veio.....	88
Figura 2.27: Modelo completo implementado no Matlab/Simulink®.....	90
Figura 2.28: Modelo do sistema mecânico da MERC.....	91
Figura 2.29: Modelo do sistema eléctrico da MERC.....	91
Figura 2.30: Modelo do braço de potência do conversor.....	92

Figura 2.31: Resultado de simulação. Resposta posicional a um escalão de 320°.....	93
Figura 2.32: Resultado de simulação. Andamento da velocidade do veio da máquina.....	93
Figura 2.33: Resultado de simulação. Andamento dos passos polares do rotor.....	94
Figura 2.34: Resultado de simulação e experimental. Respostas a um escalão de 247.5°...	95
Figura 2.35: Resultado de simulação e experimental. Seguimento de uma função de referência rectangular de posição.....	95
Figura 2.36: Resultado de simulação e experimental. Andamento da velocidade do veio na resposta à função rectangular da figura 2.35.....	96
Figura 2.37: Resultado de simulação. Andamento dos passos polares do seguimento da função de referência rectangular da figura 2.31.....	96
Figura 2.38: Resultado de simulação. Andamento da posição angular no seguimento de uma função triangular e sinusoidal.....	97
Figura 2.39: Andamento típico do binário estático de uma MERC trifásica 6/4.....	100
Figura 2.40: Representação do triângulo de exequibilidade.....	102
Figura 2.41: Triângulo da exequibilidade da MERC (6/4).....	104
Figura 2.42: Coeficiente de indução linear correspondente aos arcos polares dos vértices O, B e C do triângulo da exequibilidade da figura 2.40.....	105
Figura 2.43: Representação das combinações dos arcos polares recomendados.....	106
Figura 3.1: Representação simplificada de um sistema com retroacção da saída.....	115
Figura 3.2: Representação simplificada do sistema de controlo.....	128
Figura 3.3: Diagrama de blocos do sistema experimental.....	129
Figura 3.4: (a) Posição inicial de 0° e (b) Posição final de 247,5°.....	133
Figura 3.5: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 20$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$	133
Figura 3.6: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 20$	134
Figura 3.7: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 20$	134
Figura 3.8: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 20$	135
Figura 3.9: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 40$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$	135
Figura 3.10: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 40$	136
Figura 3.11: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 40$	136
Figura 3.12: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 40$	137
Figura 3.13: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 60$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$	137
Figura 3.14: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 60$	138
Figura 3.15: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 60$	138
Figura 3.16: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 60$	139
Figura 3.17: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 80$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$	139
Figura 3.18: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 80$	140
Figura 3.19: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 80$	140

Figura 3.20: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 80$	141
Figura 3.21: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 100$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$	141
Figura 3.22: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 100$	142
Figura 3.23: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 100$	142
Figura 3.24: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 100$	143
Figura 3.25: Andamento da posição angular do veio com $\lambda = \{20, 40, 60, 80, 100\}$ e $\alpha = 4500$	143
Figura 3.26: Andamento da posição angular do veio com $\lambda = \{20, 40, 60, 80, 100\}$ e $\alpha = 3500$	144
Figura 3.27: Andamento da posição angular do veio com $\lambda = \{20, 40, 60, 80, 100\}$ e $\alpha = 2500$	144
Figura 3.28: Andamento da posição angular do veio com $\lambda = \{20, 40, 60, 80, 100\}$ e $\alpha = 1500$	145
Figura 3.29: Resposta a um escalão de posição. Andamento da posição angular, da velocidade do veio e do sinal ampliado da lei de comutação (S_k).....	147
Figura 3.30: Resposta a um escalão de posição com parâmetro J modificado.....	149
Figura 3.31: Resposta a um escalão de posição com parâmetro B_v modificado.....	149
Figura 4.1: Classificação dos métodos de medição indirecta da posição.....	157
Figura 4.2: Diagrama de blocos do módulo de modulação de frequência.....	173
Figura 4.3: Diagrama genérico do circuito oscilador de relaxação.....	174
Figura 4.4: Fotografia do pólo do estator com a bobina de diagnóstico implementada por cima da bobina da fase.....	176
Figura 4.5: Diagrama de blocos do módulo de modulação de frequência com bobina de diagnóstico.....	176
Figura 4.6: Andamento modal da frequência em função da posição angular.....	177
Figura 4.7: Posições angulares limites e central do intervalo $[20^\circ, 40^\circ]$	178
Figura 4.8: Variação da frequência modal em cada intervalo de posição angular.....	178
Figura 4.9: Amplitude da variação da flutuação da frequência atribuída a factores intrínsecos.....	179
Figura 4.10: Resolução por grau angular (barras a azul) e correspondente variação máxima da flutuação da frequência (barras a magenta escuro).....	180
Figura 4.11: Variação na frequência modal em função da temperatura e a curva de tendência.....	182
Figura 4.12: Andamento da frequência do oscilador para várias velocidades do veio em função da janela temporal.....	184
Figura 4.13: Variação da frequência em função da posição angular.....	185
Figura 4.14: Secção da máquina para as posições consideradas na medição da frequência.....	187
Figura 4.15: Andamento do sinal de saída do sistema de codificação da posição associado à fase F3, do sinal de <i>PWM</i> com <i>duty cycle</i> de 30% e corrente absorvida na fase F1.....	188
Figura 4.16: Andamento do sinal de saída do sistema de codificação da posição associado à fase F2, do sinal de <i>PWM</i> com <i>duty cycle</i> de 30% e corrente absorvida na fase F1.....	188

Figura 4.17: Andamento do sinal de saída do sistema de codificação da posição associado à fase F1, do sinal de <i>PWM</i> com <i>duty cycle</i> de 30% e corrente absorvida na fase F1.....	189
Figura 4.18: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio 0°.....	190
Figura 4.19: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 4°.....	191
Figura 4.20: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 8°.....	191
Figura 4.21: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 12°.....	192
Figura 4.22: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 16°.....	192
Figura 4.23: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 20°.....	193
Figura 4.24: Variação da frequência média medida nas fases de diagnóstico.....	193
Figura 4.25: Andamento da frequência medida na fase de diagnóstico F3.....	195
Figura 4.26: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 0°.....	196
Figura 4.27: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 4°.....	197
Figura 4.28: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 8°.....	197
Figura 4.29: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 12°.....	198
Figura 4.30: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 16°.....	198
Figura 4.31: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 20°.....	199
Figura 4.32: Passo angular por cada medição da posição em função da velocidade da máquina para cada frequência de <i>PWM</i>	200
Figura 4.33: Número de medidas da posição em função da velocidade da máquina para várias frequências de portadora do <i>PWM</i>	201
Figura 4.34: Diagrama de blocos do sistema codificador de posição angular.....	203
Figura 4.35: Andamento da descodificação da frequência modulada das 4 fases de diagnóstico.....	204
Figura 4.36: Andamento da descodificação da frequência modulada do sistema de medição (SM) associado às fases.....	206
Figura 4.37: Andamento da descodificação da frequência modulada do sistema de medição (SM) no sentido inverso de rotação do veio da máquina.....	207
Figura 4.38: Diagrama de blocos dos controladores PID em cascata para controlo de posição angular.....	209
Figura 4.39: Diagrama de blocos dos controladores PID no controlo de posição num intervalo angular de 15°.....	210

Figura 4.40: Diagrama de blocos da implementação sem sensor de posição angular.....	215
Figura 4.41: Corte seccional da máquina nas posições (a) 0° e (b) 427°.....	218
Figura 4.42: Resposta posicional do protótipo com os ganhos G1 e G2.....	218
Figura 4.43: Erro de posição angular em regime estacionário nos dois testes.....	219
Figura 4.44: Andamento da velocidade do veio da máquina nos dois testes.....	219
Figura 4.45: Andamento da corrente na fase F1 nos dois testes.....	220
Figura 5.1: Diagrama de blocos do protótipo experimental.....	229
Figura 5.2: Fotografia do protótipo experimental.....	231
Figura 5.3: Corte transversal da máquina com os pólos na posição de referência de 0°, 242.5° e 112.5 °.....	232
Figura 5.4: Seguimento da posição angular de referência do veio para 242.5° e 112.5°.....	232
Figura 5.5: Andamento do erro da posição no seguimento da referência rectangular da figura 5.4.....	233
Figura 5.6: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência rectangular.....	234
Figura 5.7: Corrente na fase F4 no seguimento da referência rectangular.....	234
Figura 5.8: Corte transversal da máquina com os pólos na posição de referência de 0°, 127.5° e 245°.....	235
Figura 5.9: Seguimento da posição angular de referência do veio para 127.5° e 245° com aplicação de uma carga mecânica adicional de 1Nm.....	236
Figura 5.10: Andamento do erro de posição no seguimento da referência rectangular da figura 5.9.....	237
Figura 5.11: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência rectangular.....	237
Figura 5.12: Corrente na fase F4 no seguimento da referência rectangular.....	238
Figura 5.13: Seguimento da posição angular de referência do veio para 127.5° e 245° ao retirar a carga mecânica adicional de 1Nm.....	239
Figura 5.14: Andamento do erro de posição no seguimento da referência rectangular da figura 5.13.....	240
Figura 5.15: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência rectangular.....	240
Figura 5.16: Corrente na fase F4 no seguimento da referência rectangular.....	241
Figura 5.17: Andamento da posição angular do veio no seguimento de uma referência triangular.....	242
Figura 5.18: Andamento do erro de posição no seguimento da referência triangular.....	243
Figura 5.19: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência triangular.....	243
Figura 5.20: Corrente absorvida na fase F4 da máquina no seguimento da referência triangular.....	244
Figura 5.21: Andamento da posição angular do veio no seguimento de uma referência sinusoidal.....	244
Figura 5.22: Andamento do erro da posição angular no seguimento de uma referência sinusoidal da figura 5.21.....	245

Figura 5.23: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência sinusoidal.....	246
Figura 5.24: Corrente na fase F4 da máquina no seguimento da referência sinusoidal.....	246
Figura 5.25: Diagrama de blocos do protótipo experimental.....	247
Figura 5.26: Fotografia do protótipo com indicação dos módulos.....	248
Figura 5.27: Corte transversal da máquina com os pólos na posição de referência de 0°, ponto de partida, 366 °, 700 °, 500 ° e 608 °.....	249
Figura 5.28: Seguimento da posição angular de referência do veio para 366 °, 700 °, 500 ° e 608 °.....	250
Figura 5.29: Andamento do erro da posição no seguimento da referência rectangular.....	251
Figura 5.30: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência rectangular.....	251
Figura 5.31: Corrente absorvida na fase F4 no seguimento da referência rectangular.....	252
Figura 5.32: Andamento da posição angular do veio com referência triangular.....	252
Figura 5.33: Andamento do erro da posição no seguimento da referência triangular.....	253
Figura 5.34: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência triangular.....	254
Figura 5.35: Andamento da corrente na fase F4 no seguimento da referência triangular....	254
Figura 5.36: Andamento da posição angular do veio no seguimento da referência sinusoidal.....	255
Figura 5.37: Andamento do erro da posição angular no seguimento da referência sinusoidal.....	255
Figura 5.38: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência sinusoidal.....	256
Figura 5.39: Corrente na fase F4 no seguimento da referência sinusoidal.....	256
Figura 5.40: Diagrama de blocos do sistema de controlo de posição com PID.....	261
Figura 5.41: Andamento da posição angular do veio com controlador PID.....	262
Figura 5.42: Andamento da posição angular do veio com controlador PID.....	263
Figura 5.43: Andamento da posição angular do veio com controlador por modo de deslizamento.....	263
Figura 5.44: Velocidade do veio da máquina com controlo PID.....	264
Figura 5.45: Velocidade do veio da máquina com controlo por modo de deslizamento.....	264

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.1 Sinal do binário desenvolvido nos intervalos angulares.....	74
Tabela 2.2 Valores de corrente e binário total em posições angulares.....	86
Tabela 2.3 Valores de binário total produzido com a corrente da posição angular seguinte apresentado na tabela 2.2.	87
Tabela 2.4 Valores da corrente no método experimental e no método de elementos finitos.....	89
Tabela 2.5 Sinal do binário desenvolvido nos intervalos angulares.....	101
Tabela 3.1 Combinação dos parâmetros para os ensaios.....	132
Tabela 3.2 Sobreelevação percentual da posição angular do veio.....	146
Tabela 3.3 Erro médio da posição angular do veio quando $1s \leq t \leq 2s$	146
Tabela 3.4 Desvio padrão amostral do erro de posição.....	147
Tabela 4.1 Percentagem da flutuação da frequência na resolução por intervalos angulares.....	181
Tabela 4.2 Variação máxima da frequência medida nas fases de diagnóstico.....	194
Tabela 4.3 Sequência de fases de activação e respectivas fases de diagnóstico.....	194
Tabela 4.4 Valores máximos recomendados de duty cycle.....	201
Tabela 4.5 Sinal de binário desenvolvido pelas fases nos intervalos angulares.....	211
Tabela 5.1 Análise do desempenho nas posições angulares de referência.....	233
Tabela 5.2 Análise do desempenho em função das posições angulares.....	236
Tabela 5.3 Análise do desempenho nas posições angulares de referência.....	239
Tabela 5.4 Análise do desempenho no seguimento das vertentes da função de referência triangular.....	242
Tabela 5.5 Análise do desempenho no seguimento dos ciclos da função de referência sinusoidal.....	245
Tabela 5.6 Análise do desempenho em função das posições angulares.....	250
Tabela 5.7 Análise do desempenho no seguimento das vertentes da função triangular.....	253
Tabela 5.8 Análise do desempenho no seguimento das vertentes da função.....	256
Tabela 5.9 Análise comparativa do desempenho no seguimento da função escalo.....	258
Tabela 5.10 Análise comparativa do desempenho dos sistemas no seguimento de uma função rectangular.....	259
Tabela 5.11 Análise comparativa do desempenho dos sistemas no seguimento de uma função triangular.....	259
Tabela 5.10 Análise comparativa do desempenho dos sistemas no seguimento de uma função.	260

CÁPITULO 1 - INTRODUÇÃO

Resumo: Neste capítulo expõe-se sumariamente o enquadramento do tema deste trabalho, as motivações, os objectivos a atingir, assim como a linha de investigação seguida. Apresenta-se ainda a estrutura geral da dissertação e a sua organização geral.

1.1 ENQUADRAMENTO E MOTIVAÇÃO

A engenharia electrotécnica, de um ponto de vista abrangente, preocupa-se com o desenvolvimento e aplicação da electrotecnia para o benefício da humanidade.

O transporte da energia eléctrica aliada à possibilidade de a converter noutras formas de energia necessárias para as mais diversas actividades, fazem desta uma das formas energéticas fundamentais nas sociedades actualmente desenvolvidas.

Os tecidos industriais são um dos motores de desenvolvimento da sociedade. As indústrias que os compõem utilizam como base, na maior parte dos seus processos transformadores, a energia eléctrica que é convertida nos seus sistemas de accionamentos electromecânicos, sistemas electroquímicos e sistemas electrotérmicos, entre outros.

Os modernos sistemas de accionamentos electromecânicos, rotativos ou lineares, são constituídos por uma associação entre uma máquina eléctrica e um conversor electrónico de potência que a alimenta. O controlo desses accionamentos encontra-se associado a sensores e processadores digitais cuja modelização, para análise prévia do comportamento dinâmico do conjunto, é tarefa complicada e alvo de investigação permanente .

Em particular, os accionamentos electromecânicos baseados em máquinas eléctricas de relutância comutada (MERC) encontram-se em expansão nuns casos e em fase de estudo de novas aplicações noutros, em detrimento de outro tipo de accionamentos mais clássicos. Tal situação deve-se ao baixo custo de fabrico, manutenção e diversidade de topologia possível deste tipo de máquina. As recentes evoluções, ao nível de todos os seus componentes, têm sido determinantes na sua utilização gradual com consequente aumento da automatização, produtividade e melhor utilização racional da energia. Contudo, nalgumas áreas de aplicação a MERC não é ainda considerada apelativa. Uma razão prende-se com o facto de algumas das suas limitações proporcionarem um campo de investigação que ainda está em desenvolvimento de modo que por enquanto, ainda não foram encontradas soluções com vista a discutir, demonstrar e caracterizar as potencialidades da MERC face às máquinas concorrentes.

Este trabalho analisa a MERC rotativa no funcionamento servo motor com controlo de posição angular. É o caso das aplicações de movimento angular em servo motores, posicionadores, braços ou juntas robóticas entre outros. Considerar a MERC semelhante à máquina “passo a passo”, para além do caso particular da posição de pólos alinhados, é redutor e bloqueia a possibilidade de expandir o controlo de posição angular do veio para qualquer posição do domínio angular. A não linearidade da característica electromagnética da MERC, associada ao facto de ser uma máquina de fluxo concentrado e de necessitar magnetizar e desmagnetizar o seu circuito magnético em cada ciclo eléctrico, pode ser um factor inibidor de uma análise segundo o prisma do accionamento com controlo de posição. Isto porque, até à data da concretização deste trabalho, foram encontrados no repositório das publicações do Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) poucos trabalhos relacionados com este tema. Da análise dos artigos que estão relacionados com o controlo de posição angular conclui-se que estes podem ser agrupados em função da abordagem efectuada.

O primeiro grupo é formado por artigos que abordam fundamentalmente o desempenho do sistema nos quatro quadrantes (Kjaer *et al.*, 1997a, Khalil e Husain, 2007) ou o desempenho do sistema com um controlador específico (Syed e Husain, 2003, Hossain, 2003 e Khalil *et al.*, 2007) nos quais um resultado sobre o controlo de posição linear é demonstrado. Um aspecto que estes trabalhos têm em comum é o facto de utilizarem uma MERC associada a um conversor mecânico de movimento rotativo em movimento linear, com relação de redução de velocidade. Qualquer elemento redutor de velocidade é em si um atenuador da propagação do erro de posição angular da MERC para a posição linear. Por exemplo, no trabalho de Khalil em (Khalil e Husain, 2007) observa-se que o veio da máquina terá de percorrer cerca de 7000° para atingir a posição linear de 0.75 cm. A esta classificação também se junta o trabalho de Kjaer (Kjaer *et al.*, 1997b), onde é projectado um controlador com o objectivo de maximizar o rendimento da máquina, maximizar a capacidade de binário-velocidade e o factor de potência. Neste artigo, é apresentado um resultado no controlo de posição angular em rotações, numa gama de -8 a +8 rotações sem caixa redutora. Neste conjunto de artigos, como o controlo de posição não é o cerne destes trabalhos de investigação, ele não é discutido e nem os erros de posição angular são analisados.

O segundo grupo é formado por artigos cujo objectivo principal é o controlo de posição angular tais como (Taylor, 1991, Reay *et al.*, 1995) e mais recentemente (Won-Sik *et al.*, 2006, Min-Huei *et al.*, 2007 e Mademlis e Kioskeridis, 2009 e 2010). Taylor em (Taylor,

1991) apresenta um controlador PID e funções não lineares (transformação dq) onde utiliza as variáveis mecânicas do binário e a característica do binário da MERC para determinar a corrente de referência. É referido no artigo que para cargas distintas o algoritmo de controlo necessita de ser reajustado. É apresentado um resultado experimental da resposta a um só escalão de 360° com sobrelevação em que o autor diz ser de 70% sendo que o melhor resultado obtido apresentou uma sobrelevação de 6%. Neste trabalho foi utilizado uma MERC 12/8 de 3 fases. Reay em (Reay *et al.*, 1995) apresenta um controlador de posição baseado nos sistemas difusos e no controlo por modo de deslizamento (*fuzzy sliding mode*). O sistema difuso fez a aprendizagem da característica do binário da MERC e é utilizado para determinar a corrente de referência. As entradas deste sistema difuso são a função de comutação por modo de deslizamento e a variação do erro da posição. É apresentada a resposta a um só escalão de 1.7 radianos com o controlador *fuzzy sliding mode* e, para comparação, é também apresentada a resposta de um controlador PD, ao mesmo escalão. Este último apresenta uma sobrelevação relativamente à resposta do controlador *fuzzy sliding mode*. Won-Sik e Min-Huei em (Won-Sik *et al.*, 2006 e Min-Huei *et al.*, 2007) apresentam uma estrutura de controlo formado por três anéis em cascata de posição, velocidade e corrente. O controlo de posição é efectuado por um controlador PD. O controlo de velocidade e de corrente é efectuado por controladores PI. É apresentado um resultado experimental no seguimento de uma função trapezoidal cuja grandeza unitária de posição é expressa em rotação e por unidade (pu). Mademlis em (Mademlis e Kioskeridis, 2009 e 2010) apresenta uma estrutura de controlo utilizado nas máquinas clássicas, composta por dois anéis em cascata de posição e velocidade. O controlo de posição é efectuado por um controlador PD e a velocidade é controlada por um controlador PI. Os ganhos previstos do controlador de velocidade são actualizados em função do binário de carga e da velocidade da máquina. É apresentada a resposta a um escalão de 30° seguido de outro de 30° numa figura, e a resposta a um escalão de 360° seguido de outro de 720° com uma carga de 1 Nm, noutra figura. Todos estes trabalhos têm em comum o facto de nenhum autor apresentar uma análise do erro de posição angular em regime estacionário nem a sua evolução. Para todos os resultados de posição angular apresentados, não foi referida a possibilidade de algumas posições de referência escolhidas não serem coincidentes com uma posição de pólos alinhados. Nesse caso todos os controladores de posição podem ter a tarefa facilitada porque, após a aproximação à posição de referência, bastará manter a fase excitada para o pólo alinhar. Constata-se ainda que somente foi aplicado o controlador clássico (PID) e o controlador híbrido (*fuzzy sliding mode*) ficando um vasto campo de investigação para outros tipos de

controladores. Por isso considera-se que o tema sobre o controlo de posição angular relacionado com a MERC ainda pode ser mais desenvolvido e debatido.

Outro aspecto de relevo é o modo de comandar e controlar a MERC. O desenvolvimento dos componentes da electrónica de potência utilizados nos conversores tornam possível o comando da MERC a frequências de trabalho mais elevadas. A contínua evolução nas áreas de comando e controlo e a aplicação das inovações no campo da microelectrónica ou da electrónica de comando possibilitam a implementação de algoritmos de comando, de técnicas de controlo de posição angular e de medição do coeficiente de indução aplicado à MERC. No entanto ainda persistem algumas limitações tecnológicas em termos da sua implementação nalguns casos mais complexos. A diversidade de características e potencialidades destes sistemas microprocessados permitem seleccionar a oferta que reverte em mais baixo custo sem perda significativa da qualidade funcional do conjunto.

A diversificação das áreas de conhecimento, aliada ao projecto e implementação do accionamento electromecânico no controlo de posição angular, deu origem a um conjunto de desafios que motivaram o autor a percorrer as diversas áreas de conhecimento necessárias para a concretização do presente trabalho.

A parte de implementação deste trabalho foi desenvolvida no laboratório de Sistemas de Energia e Potência da Escola Superior de Tecnologia de Setúbal do Instituto Politécnico de Setúbal.

1.2 OBJECTIVOS

O principal objectivo do presente trabalho consiste em estudar e desenvolver um sistema de controlo de posição angular do veio aplicado à MERC 8/6 com e sem recurso a um codificador incremental. A demonstração destes estudos implica a implementação dos protótipos de trabalho para validação de resultados.

A concretização deste trabalho, no domínio dos accionamentos electromecânicos, exige vários estudos sobre os seus componentes fundamentais, tais como: a MERC, o sistema de comando, o circuito electrónico de potência, o sistema de controlo, o sensor de posição e técnicas de medição indirecta da posição. Estes estudos constituem um conjunto de objectivos intermédios a atingir.

No caso da MERC é importante prever o seu comportamento dinâmico assim como caracterizar os seus parâmetros de operação. Torna-se pois necessário o estudo da sua geometria, da característica electromagnética, da característica do binário motor e das expressões matemáticas do circuito eléctrico e mecânico que a caracterizam para que, no modelo da máquina assim como do seu conversor estático, se faça a simulação do funcionamento pretendido.

O projecto da estrutura do sistema de comando e do sistema electrónico de potência depende dos parâmetros da máquina eléctrica assim como da topologia do circuito de potência do conversor e do seu modo de funcionamento. Depende também do sistema de controlo utilizado e ainda do tipo de codificador de posição acoplado ao veio da máquina ou da técnica de medição indirecta da posição. Com base nestas premissas iniciais é necessário projectar os diversos blocos compostos por funções que transformem os sinais de entrada em ordens de comando para os interruptores de potência. Segue-se o estudo da adequação e transformação dessas funções em algoritmos de modo a que seja exequível reproduzi-las a partir de um sistema electrónico microprocessado.

A utilização de um sistema de controlo de posição angular demasiado complexo pode colocar em causa o desempenho do accionamento electromecânico pela dificuldade do processador digital fornecer uma resposta em tempo útil, devido ao elevado número de cálculos que é necessário efectuar. Por outro lado, a utilização de sistemas de controlo de posição angular demasiado simples pode, do ponto de vista do desempenho do conjunto, resultar num

comportamento dinâmico insatisfatório, porque estes controladores podem não conter toda a informação importante sobre o sistema. Este é um problema difícil na área da engenharia que não se encontra completamente resolvido, devido essencialmente à consideração ou não de fenómenos que se prendem com a eventual existência de dinâmicas fortemente não lineares, à dificuldade em obter várias variáveis essenciais, o tipo de comando gerado pelo *hardware* de controlo e à variação de parâmetros dos sistemas, entre outros.

Como consequência, uma solução de compromisso será procurada tendo em conta ainda o factor económico. Soluções em que seja necessária uma grande capacidade de processamento faz com que o sistema se apresente pouco atractivo do ponto de vista da aplicação comercial. Ou seja, a vantagem da máquina eléctrica ser menos onerosa do que as suas congéneres é diluída devido ao aumento do custo do seu sistema de controlo electrónico. Por sua vez o baixo nível de desempenho devido a um controlador de baixo custo pode não ser atractivo do ponto de vista da aplicação técnico-industrial. Portanto, as limitações de capacidade de processamento e de complexidade da aplicação são um desafio que permite estudar um conjunto de soluções que podem ser apelativas quando satisfazem os pontos de vista comercial, técnico e científico.

Uma solução, em termos de implementação do sistema de controlo de posição, passa por utilizar um microcontrolador onde o baixo custo e o razoável desempenho de processamento, associado a módulos periféricos internos dedicados, possibilitam que os algoritmos, devidamente codificados na linguagem de programação sejam executados. Estes algoritmos permitem que o sistema de comando e potência electrónico conduza as grandezas eléctricas aplicadas à máquina para um efectivo posicionamento angular do veio. É pretendido que o sistema de controlo seja composto por um número mínimo possível de parâmetros, que carecem de ser ajustados de modo a facilitar a sua calibração e simultaneamente oferecer um desempenho aceitável do accionamento electromecânico. Parte do mesmo protótipo, porém com outros algoritmos, será associado a um módulo electrónico de medição do coeficiente de indução de modo a determinar indirectamente a posição angular do veio. As questões económicas também fazem parte das condicionantes selectivas das soluções. Assim construído, o conjunto é testado, analisado e caracterizado para determinar os desempenhos e limitações do sistema na medição indirecta da posição angular. O controlador será projectado tendo em conta as condições do comando e restrições funcionais do sistema de medição indirecta da posição.

Para concluir o estudo e desenvolvimento dos protótipos é analisado o desempenho do accionamento electromecânico no seguimento de funções de referência rectangular, triangular e sinusoidal no posicionamento angular do veio da MERC.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

1.3.1 Organização geral

A dissertação apresenta uma organização genérica comum a este tipo de trabalho, estando dividida em seis capítulos.

Procurou-se com esta organização apresentar uma sequência lógica do trabalho desenvolvido pelo autor. Os vários temas abordados são interligados por forma a facilitar a sua leitura.

Todos os capítulos, excepto o primeiro e o último, integram no início um resumo sintético seguindo-se a introdução ao tema, o seu desenvolvimento e por fim a apresentação das conclusões.

No resumo é efectuada uma descrição sintética do capítulo focando os pontos chave mais importantes do mesmo. Na introdução são apresentados os temas abordados no capítulo. O desenvolvimento do estudo dos temas é realizado por secções. Nas conclusões apresenta-se uma síntese dos assuntos mais pertinentes do capítulo.

No primeiro capítulo introduz-se o tema a tratar, realçando o seu interesse para a área de Engenharia em que se insere. É apresentado o enquadramento do trabalho, a motivação, os objectivos, a estrutura adoptada para a dissertação e as convenções utilizadas.

No segundo capítulo são apresentados os fundamentos da constituição estrutural da máquina eléctrica de relutância comutada. Introduzem-se os seus conceitos teórico-matemáticos fundamentais e as suas características não lineares. Descrevem-se os parâmetros de operação da MERC e a sua influência na dinâmica da máquina. São apresentados os conceitos teóricos do equilíbrio de binário no posicionamento do veio numa determinada posição angular. A modelação e simulação da máquina são demonstradas na consolidação dos conceitos teóricos apresentados. Finalmente é apresentada uma análise teórica que elege, segundo determinadas premissas, a tipologia mais favorável da MERC para ser aplicada a um accionamento com controlo de posição angular. Em suma, este capítulo introduz o leitor nos aspectos mais relevantes do conhecimento sobre a máquina e da sua aplicação na temática do controlo de posição angular.

No terceiro capítulo é desenvolvido o estudo de um controlador de posição atendendo às diversas restrições e objectivos definidos para este trabalho. Com o objectivo de propor um controlador, são apresentados sucintamente os conceitos teóricos básicos sobre as estruturas variáveis aplicadas ao controlo. É apresentado o desenvolvimento teórico de um controlador por modo de deslizamento aplicado ao controlo de posição angular da MERC com sensor de posição, tendo em conta as considerações fundamentais da sua aplicação. O modelo de espaço de estados no tempo contínuo e a sua discretização assim como a lei de comutação, a lei de convergência e a lei de comando são formulados e apresentados. Os intervalos de valores dos parâmetros do controlador são definidos consoante os critérios apresentados. O valor exacto destes parâmetros é determinado experimentalmente com base na análise do desempenho do accionamento em resposta a um escalão de posição angular de referência.

No quarto capítulo é apresentada uma panorâmica da investigação desenvolvida por diversos autores em torno dos métodos e técnicas de medição indirecta da posição angular do veio. Uma análise crítica à aplicação das técnicas abordadas evidencia as vantagens e inconvenientes das mesmas. Como consequência surge a técnica de medição indirecta da posição angular proposta. Esta técnica é analisada e caracterizada em detalhe. É proposta uma técnica de controlo angular de posição para ser associada ao sistema de medição indirecta da posição. O sistema de medição indirecta da posição e o controlador estudado são implementados e são apresentados os resultados experimentais demonstrativos da calibração do controlador de posição atendendo a critérios de desempenho.

No quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais do desempenho dos protótipos no controlo de posição angular. Primeiro, é apresentado o comportamento da MERC com sensor de posição associado ao controlador por modo de deslizamento. Os resultados demonstram o comportamento do sistema no controlo de posição angular, nos casos de seguimento de referências rectangulares, de referência triangular e de referência sinusoidal. Os erros de posição angular são quantificados e apresentados. Segundo, é apresentado o comportamento da MERC sem sensor de posição associado ao controlador composto por dois PID. Os resultados demonstram o comportamento do sistema no controlo de posição angular nos casos de seguimento de referência rectangular, de referência triangular e de referência sinusoidal.

No sexto capítulo é efectuada a síntese do trabalho e são apresentadas as conclusões gerais mais significativas, bem como as contribuições originais. Apresentam-se também perspectivas de trabalho futuro.

1.3.2 Convenções

Todos os números de ordem utilizados apresentam-se em numeração árabe, com excepção das páginas iniciais da dissertação (Resumo, Agradecimentos, Simbologia e Índice).

A numeração de figuras, tabelas e equações foi efectuada de forma sequencial ao longo de cada capítulo, referenciada por dois números separados por um ponto. O primeiro número refere-se ao capítulo e o segundo ao número de ordem da figura, tabela ou equação. O número de ordem da numeração de tabelas é apresentado em numeração romana. A numeração de equações é inserida entre parêntesis.

A legenda das figuras e tabelas é apresentada a negrito.

A citação de referências bibliográficas foi realizada utilizando a forma (Autor e Autor, Ano) caso sejam dois os autores do trabalho ou (Autor et al., Ano) caso sejam vários os autores. Nestas citações 'Autor' refere-se ao apelido de cada autor e 'Ano' ao ano de publicação. Quando o autor, ou conjunto de autores, possuírem mais de uma publicação, no mesmo ano, citada no presente trabalho, é colocada uma letra minúscula na sequência de algarismos referentes ao ano. A ordenação das várias referências bibliográficas foi efectuada por ordem alfabética do apelido do primeiro autor da publicação.

Sempre que possível tentou-se evitar o uso de termos estrangeiros na presente dissertação. Quando a utilização de algum termo técnico, que não faça parte da Língua Portuguesa, se encontre vulgarizada optou-se por utilizar este, escrevendo-o em itálico, por exemplo: *hardware*, *software*, *softchopper*, *hardchopper* etc, da mesma forma que as siglas são escritas em letra maiúscula e em itálico tais como, por exemplo: *PWM*, *SMC*. As siglas que fazem parte da Língua Portuguesa são escritas somente em letra maiúscula, por exemplo: MERC.

O sistema de unidades de medida utilizado foi o Sistema Internacional (SI), salvo referência em contrário, bem como os símbolos e abreviaturas normalmente utilizadas para os múltiplos

e submúltiplos das diversas unidades. Por ser um sistema de unidades bem conhecido essas abreviaturas não são citadas na secção Abreviaturas contidas neste trabalho.

CAPÍTULO 2 - CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA ELÉCTRICA DE RELUTÂNCIA COMUTADA

Resumo: Neste capítulo é caracterizada a máquina eléctrica de relutância comutada e o seu comportamento dinâmico quando associado a um conversor estático. É apresentada a máquina de modo a ser entendido o seu modo de operação e o funcionamento do conversor. Nesta descrição, necessariamente não exaustiva, apresentam-se os conceitos fundamentais para uma ampla compreensão dos assuntos em discussão. Apresentam-se também resultados decorrentes das simulações do conjunto. Por último, apresenta-se uma análise complementar sobre qual a tipologia de máquina eléctrica de relutância comutada que se considera mais adequada para um accionamento com controlo de posição angular.

2.1 INTRODUÇÃO

A máquina eléctrica de relutância comutada foi concebida em 1838 por Davidson, na Escócia, sendo utilizada como máquina propulsora de uma locomotiva. No entanto, devido à sua dificuldade de operação, não teve uma utilização muito difundida. Com o desenvolvimento da electrónica de potência, na década de 70 (Miller, 1993), surgiram estudos mais aprofundados sobre a máquina e sobre a electrónica de comando sincronizada com a posição angular do rotor.

Na década de 80 (Lawrenson *et al.*, 1980) foi anunciado o funcionamento da máquina com conversor estático, sendo as primeiras aplicações comerciais colocadas à disposição da indústria. Embora em pequenas quantidades, relativamente ao mercado das máquinas eléctricas, a máquina de relutância comutada é preferencialmente utilizada em ambientes com risco de explosão e com potências compreendidas entre 4 e 80 kW, como por exemplo nas indústrias extractivas de minério (Greenhough, 1996).

No início dos anos 90 surgiram as pequenas máquinas de relutância funcionando passo a passo para baixas tensões, sendo aplicadas em impressoras e mesas de desenho (*plotters*). Recentemente, para além dos nichos de mercado onde permanece, a máquina tem sido aplicada na versão de duas e três fases com rotor assimétrico em máquinas de lavar e de equipamentos de limpeza, de potência fraccionária, onde têm vindo progressivamente a substituir a máquina universal. O sucesso da sua aplicação, nestes casos, deve-se ao significativo aumento da vida útil do equipamento, atingindo cerca de três a quatro vezes a da sua antecessora, a máquina universal, devido à ausência de material de desgaste como as escovas e colector (Lawrenson, 1992).

Com potências mais elevadas 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. Ainda estão em prática e desenvolvimento algumas aplicações em veículos de tracção e veículos experimentais para o circuito industrial e citadino, respectivamente, fundamentalmente devido a preocupações de ordem ambiental.

As principais vantagens da máquina de relutância comutada são:

- Custo – simples de bobinar, associadas a outros componentes de baixo custo que compõem a máquina, efectivam uma construção barata. A relação custo/rendimento é favorável relativamente a outros tipos de máquinas.
- Rendimento – melhor rendimento comparativamente com as máquinas clássicas tais como a máquina de corrente contínua ou a máquina de indução, para a mesma potência útil.
- Velocidade e aceleração – grande gama de velocidade, sendo o limite máximo de 100000 rpm atingido com conversor adequado e elevadas acelerações.
- Arrefecimento – a energia calorífica gerada no estator por efeito de joule é relativamente fácil de dissipar.
- Robustez – funciona em ambientes severos em termos de altas temperaturas e vibrações, cuja longevidade depende somente dos rolamentos.
- Menores dimensões – comparando com as máquinas clássicas, para a mesma potência, necessita de menos material.

A máquina apresenta no entanto um conjunto de desvantagens a saber:

- Oscilações do binário e ruído – devem-se fundamentalmente à geometria da máquina. Binário e ruído são efeitos relacionados com a rotação das peças polares, provocada pela comutação do campo magnético, que desenvolvem forças que interagem com os pólos salientes a fim de os alinhar.
- Codificador de posição – normalmente utilizado o codificador incremental, absoluto ou *gray* é, consoante a necessidade, para informar a posição angular, para determinar o instante adequado de excitação ou extinção da corrente da fase. Embora já existam estudos e implementações com a finalidade de eliminar o codificador ainda não existem muitas aplicações industriais, devido aos cálculos que são necessários efectuar para definir a posição instantânea do veio em tempo real.
- Controlador – dependente do tipo de máquina de relutância comutada poderá exigir um elevado número de interruptores de potência. Actualmente já há fabricantes de dispositivos de potência que oferecem módulos inteligentes compactos para o circuito de potência da máquina o que, em termos de comando, com a implementação de novas tecnologias tais como DSP, ASIC ou FPGA, de produção em massa, mantêm o baixo custo do conjunto (Elmas *et al.*, 1992, Yang *et al.*, 2007 e Jingwen *et al.*, 2008).

2.2 MOTOR DE RELUTÂNCIA COMUTADA

A máquina eléctrica de relutância comutada (MERC), em funcionamento motor, produz um binário quando minimiza a relutância do circuito magnético ou seja, quando maximiza o seu coeficiente de indução. A máquina pode ser projectada de modo a produzir um movimento linear ou rotativo. Também pode ser desenhada para que o rotor da máquina seja interior ou exterior. Existem diversos modos construtivos com diversos números de pólos e fases.

2.2.1 Estrutura Básica

A MERC estudada nesta tese é de pólos salientes, como mostra a figura 2.1, tem desigual número de pólos no rotor e no estator. É denominada por MERC 8/6 por ser constituída por um estator laminado de oito pólos salientes e um rotor laminado de seis pólos, também salientes.

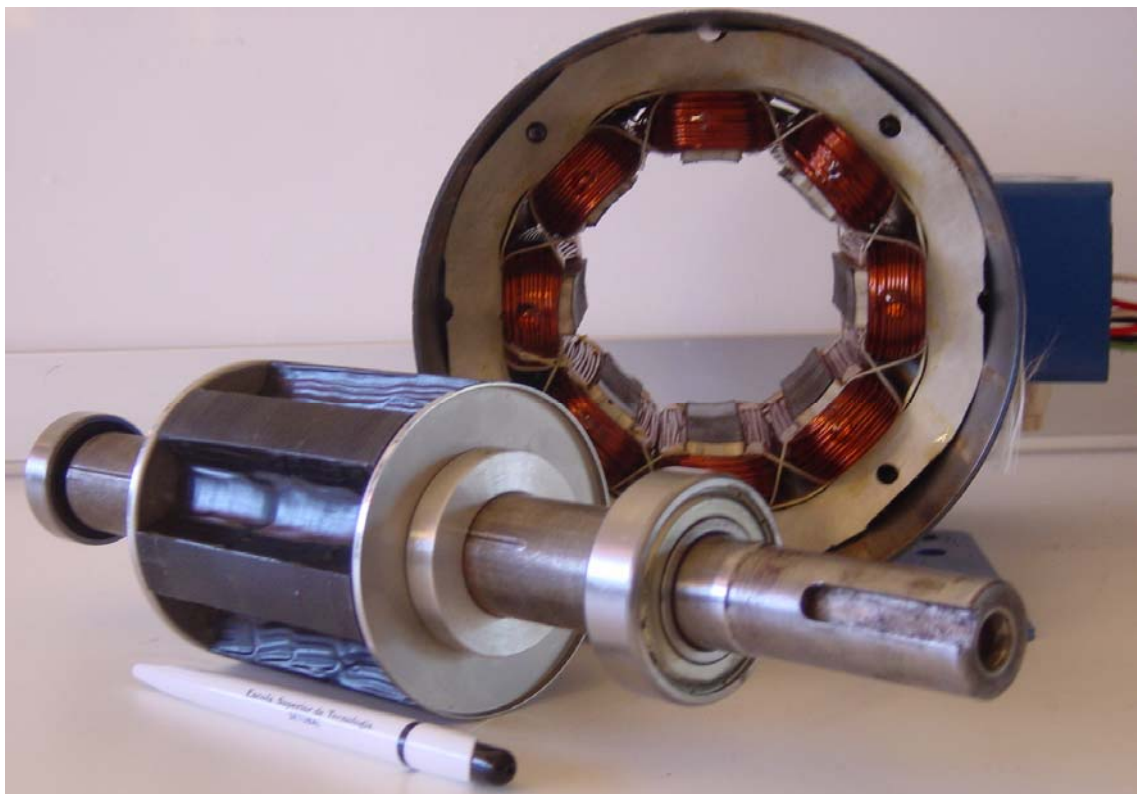


Figura 2.1: Fotografia do rotor e estator da máquina eléctrica de relutância comutada 8/6.

As linhas imaginárias do eixo dos pólos do estator formam um ângulo de 45° mecânicos entre si, ao passo que as homólogas do rotor formam um ângulo de 60° . Na figura 2.2, o arco

descrito que delimita o pólo do estator é denominado por B_s e é igual a $22,5^\circ$, enquanto que a amplitude do arco que delimita o pólo do rotor é conhecido por B_r e é aproximadamente de $22,3^\circ$.

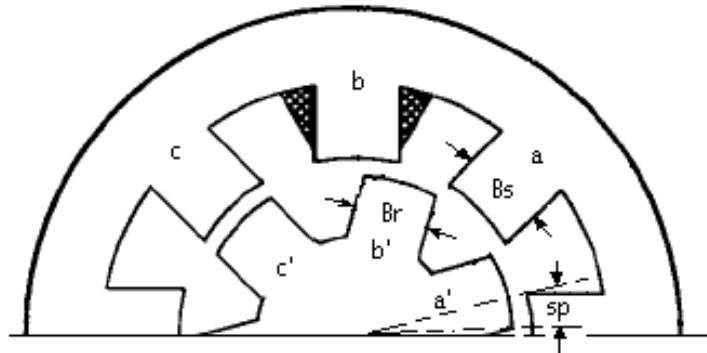


Figura 2.2: Corte transversal. Pormenor da geometria da máquina.

Da análise da geometria do circuito magnético desta máquina surgem várias particularidades que interessa salientar.

A primeira, quando um par de pólos do rotor está alinhado com o par de pólos do estator, veja-se os pólos c-c' da figura 2.2, constata-se que o par de pólos b-b' já se sobrepõem em cerca de $7,3^\circ$, representado por sp na mesma figura. Este facto tem implicações ao nível do binário, devido à sobreposição temporal das correntes de excitação nas fases e à continuidade do movimento de rotação da máquina, como será visto mais adiante.

A segunda, prende-se com o percurso angular entre dois alinhamentos de pólos contíguos que é de 15° . Este facto define o passo angular eléctrico máximo quando se aplica a mono excitação à máquina.

A terceira é o facto de, do ponto de vista do pólo do estator, a área de sobreposição com o pólo do rotor depender essencialmente da posição angular do mesmo. Assim, observa-se que esta área varia da posição de pólos desalinhados a-a' até à posição de pólos alinhados c-c', o que corresponde à área mínima e à área máxima de sobreposição, respectivamente.

A quarta particularidade é devido ao ângulo do pólo do estator B_s ser menor do que o do rotor B_r , o que dá origem a uma zona contínua de $0,17^\circ$ de sobreposição.

Como consequência, em termos do circuito magnético da máquina, a relutância magnética expressa em (2.1) variará em função da permeabilidade magnética μ , do entreferro l e da área

de sobreposição A_r que por sua vez depende do comprimento c do rotor e da posição do rotor θ .

$$\mathfrak{R} = f(\mu, l, A_r(c, \theta)) \quad (2.1)$$

Conclui-se, observando a figura 2.2, que a relutância pode ser expressa pela equação (2.2), por ramos. De referir que no presente caso, é considerado o ângulo $\theta = 0^\circ$ quando os pólos estão desalinhados.

$$\mathfrak{R} = \begin{cases} \text{máx} & \text{se } \theta = 0^\circ \\ \text{variável} & \text{se } 0^\circ < \theta < B_r \\ \text{min} & \text{se } \theta = B_r \end{cases} \quad (2.2)$$

A relutância é constante e de valor máximo quando os pólos estão desalinhados e a relutância é constante e de valor mínimo quando os pólos estão alinhados. A menor amplitude angular existente entre dois pólos consecutivos do estator e entre dois pólos consecutivos do rotor, delimita a variação da relutância. Em termos genéricos, estas amplitudes são tidas em conta aquando do desenvolvimento do projecto da máquina porque são geradoras de conflitos e de interesses, influenciando o comportamento dinâmico da mesma (Miller, 1993). Como exemplo, quanto maior a amplitude dos arcos polares B_s e B_r , maior são os percursos de sobreposição de pólos, verificando-se também maior sobreposições nos pólos seguintes, assim como maior massa de rotor. Isto implica que, para além do aumento do momento de inércia, as bobinas do estator terão dimensões maiores, contribuindo para o aumento das perdas magnéticas e perdas por efeito de joule.

Se os arcos polares B_s e B_r forem muito reduzidos diminuem-se as perdas, diminui-se o momento de inércia assim como o percurso de sobreposição dos pólos. No entanto, aumenta os espaços angulares onde a relutância magnética é mais elevada podendo comprometer a continuidade do movimento rotativo da máquina. Esta variação de relutância traz implicações que se reflectem na característica electromagnética da máquina e consequentemente no seu comportamento dinâmico.

Em cada pólo do estator é colocada uma bobina que é ligada electricamente, em série, à bobina diametralmente oposta formando, as duas, uma fase de excitação da máquina. Estando as restantes bobinas assim ligadas, formam-se as quatro fases de excitação.

A máquina de relutância comutada é dita mono-excitada porque as suas fases podem ser excitadas separadamente ou em conjunto, não possuindo o rotor nenhum tipo de gerador de campo magnético. De realçar ainda que o facto do rotor ter somente pólos salientes facilita a circulação do ar no interior da máquina promovendo o processo de convecção.

A sua construção e montagem apresentam custos reduzidos comparativamente com as máquinas de corrente contínua ou de indução que necessitam de escovas, colectores e bobinas ou gaiolas de alumínio embutidas. Estas máquinas, em termos mecânicos, apresentam para a mesma potência ou atravancamento, momentos de inércia mais elevados assim como, em termos eléctricos, maiores perdas no rotor.

2.2.2 Modelo Electromecânico

O modelo matemático que caracteriza o circuito eléctrico da máquina de relutância de pólos salientes, em qualquer regime dinâmico, é baseado nos conceitos teóricos do electromagnetismo. Ao excitar uma fase da máquina, a tensão instantânea é expressa em (2.3).

$$V_j = R_j i_j + \frac{d\Psi_j(\theta, i_j)}{dt} \quad (2.3)$$

Onde V_j é a tensão aplicada aos terminais da máquina, R_j a resistência da bobina, i_k a intensidade da corrente instantânea e $\Psi_j(\theta, i_j)$ o fluxo magnético ligado com a bobina da fase j . Devido à geometria da máquina o fluxo ψ_j varia consoante a posição do veio θ e o valor da corrente instantânea i_j .

O fluxo magnético ligado $\Psi_j(\theta, i_j)$ instantâneo desenvolvido na fase j dependente do coeficiente de indução $L_j(\theta, i_j)$ e da corrente instantânea i_j e é dado em (2.4). O coeficiente de indução $L_j(\theta, i_j)$ varia em função da posição θ do veio e da corrente i_j .

$$\Psi_j(\theta, i_j) = L_j(\theta, i_j) i_j \quad (2.4)$$

Substituindo a equação (2.4) na equação (2.3) obtemos a expressão genérica que caracteriza o circuito eléctrico da máquina em (2.5).

$$V_j = R_j i_j + L_j(\theta, i_j) \frac{di_j}{dt} + i_j \omega \frac{\partial L_j(\theta, i_j)}{\partial \theta} \quad , j = 1, \dots, n \quad (2.5)$$

Em termos físicos, a expressão (2.5) pode ser interpretada como representando, na primeira parcela, a queda de tensão óhmica na bobina, na segunda parcela, o fluxo desenvolvido na bobina e, na terceira parcela, a força electromotriz desenvolvida devido á velocidade ω do rotor quando a corrente i_j circular na fase j da máquina.

A potência instantânea absorvida pela fase j da máquina é dada em (2.6) através da multiplicação em ambos os membros da expressão (2.5) pela corrente i_j e o binário instantâneo desenvolvido na mesma fase é caracterizado pela expressão (2.7).

$$P_j = V_j i_j = R_j i_j^2 + L_j(\theta, i_j) \frac{di_j}{dt} i_j + i_j^2 \omega \frac{\partial L_j(\theta, i_j)}{\partial \theta} \quad (2.6)$$

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{1}{2} i_j^2 \frac{\partial L_j(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (2.7)$$

O modelo matemático que descreve a parte mecânica da máquina é expresso pela equação (2.8) onde J representa o momento de inércia do conjunto máquina mais carga, B_v o coeficiente de atrito viscoso, D_e o binário provocado pelo atrito estático, T_r o binário resistente, $T(\theta, i_j)$ o binário total produzido e ω a velocidade angular do veio definida em (2.9).

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\sum_{j=1}^m T(\theta, i_j) - (T_r + B_v \omega + D_e)}{J} \quad (2.8)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.9)$$

2.2.3 Característica Electromagnética

Para se compreender o comportamento dinâmico da máquina de relutância comutada e como operá-la é fundamental conhecer a sua característica electromagnética. Uma abordagem possível consiste em considerar linear o coeficiente de indução. Outra análise consiste na caracterização da característica electromagnética real da máquina considerando a saturação magnética.

Em qualquer dos dois tipos de análise que se irá desenvolver, assumiram-se as seguintes simplificações:

- os coeficientes de indução mútuos são desprezáveis. Baltazar demonstrou em (Baltazar *et al.*, 2003) que o valor do coeficiente de indução mútua é aproximadamente 2% do valor máximo do coeficiente de indução para a máquina em causa;
- as perdas por histerese e por correntes de *Foucault* no circuito magnético são desprezadas;
- a resistência das bobinas é considerada constante e independente da forma da corrente, frequência e temperatura.

A característica magnética da máquina é definida pela relação (2.10). Segundo (Cavallaro *et al.*, 1990 e Kaiyuan e Ritchie, 2009) existem várias metodologias para o levantamento dos dados tendo por objectivo a obtenção da família de curvas do fluxo magnético. Estas metodologias podem ser resumidas e divididas, em função dos meios que utilizam, em dois grupos distintos definidos por:

- um programa de computação em que, por exemplo, a análise de campos magnéticos é feita por elementos finitos (mais utilizado no projecto e desenvolvimento ou optimização da máquina) e,
- ensaios experimentais, seguidos de algum trabalho meticoloso de tratamento de dados (utilizado quando não há informação sobre a máquina ou esta é incompleta).

$$\Psi = \Psi(\theta, i) \quad (2.10)$$

Neste trabalho foi utilizado um conjunto de ensaios experimentais que consistiram, de uma forma resumida, em alimentar uma fase de excitação da máquina com tensão variável e pulsante, efectuando, para cada par ordenado de corrente pretendida e posição angular do rotor, a leitura dos valores correspondentes de tensão e corrente da bobina da fase excitada e também a sua resistência interna. Da aplicação da expressão (2.11) aos pares de valores de corrente e posição angular do rotor foram obtidos os valores pontuais de fluxo magnético.

$$\Psi(\theta, i) = \int (V - Ri)dt \quad (2.11)$$

As descontinuidades e singularidades foram evitadas através da aproximação de uma função polinomial ao conjunto de valores de fluxo magnético, obtidos com a mesma corrente de excitação, mas para várias posições do veio. Repetindo-se esse procedimento para todos os valores de corrente adquiriu-se a família de curvas $\Psi(\theta, i)$ que caracterizam o circuito magnético da máquina conforme se observa na figura 2.3.

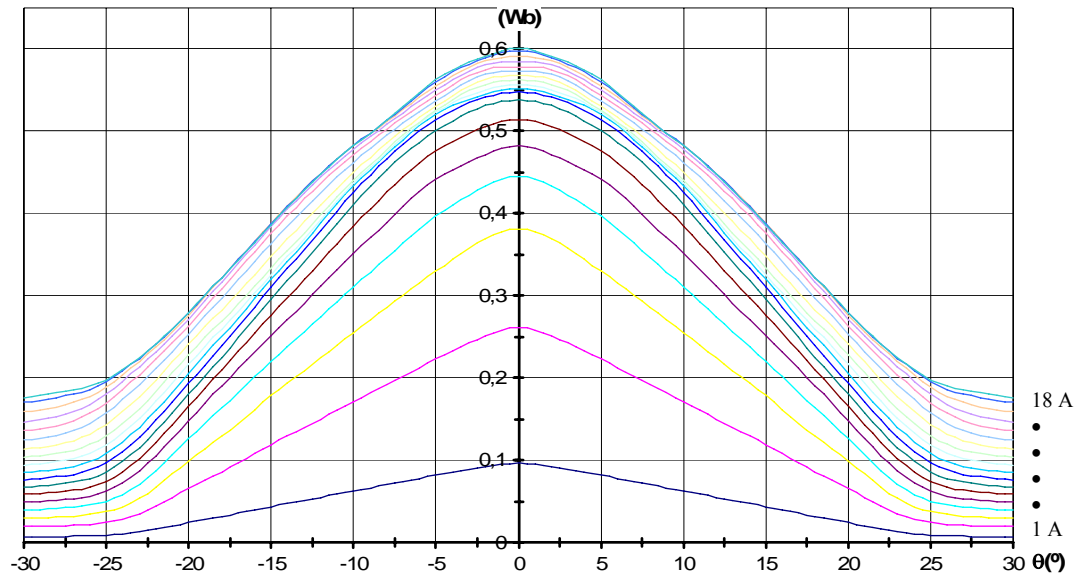


Figura 2.3: Característica eletromagnética Fluxo/Posição/Corrente.

Na figura 2.3, no eixo das ordenadas, observa-se o valor de fluxo magnético desenvolvido numa fase para as posições angulares do rotor entre -30° a $+30^\circ$, no eixo das abcissas,. A família de curvas do fluxo magnético apresentada na figura 2.3 é composta por dezoito curvas. Cada curva de fluxo foi obtida para um valor de corrente I constante, sendo o passo de 1A desde 1A até a 18 A. De referir que na figura 2.3 a posição angular de 0° corresponde à posição de pólos alinhados tal como os pólos c-c' da figura 2.1. Quando os pólos estão desalinhados desenvolve-se, para cada nível de corrente, um fluxo de menor valor devido à maior relutância do circuito magnético.

Observa-se na figura 2.4 outro modo de apresentar as curvas de magnetização. Nesta figura, o fluxo magnético está representado no eixo das ordenadas e a corrente no eixo das abcissas. Cada curva é obtida para uma posição angular fixa do veio enquanto se aumenta gradualmente a intensidade da corrente de excitação da fase. A posição angular do veio é incrementada de um grau partindo dos pólos desalinhados, θ_d , até ao seu alinhamento, θ_a . Nesta figura é mais evidente que para cada incremento de corrente, para a mesma posição angular do veio, o circuito magnético tende progressivamente para a saturação.

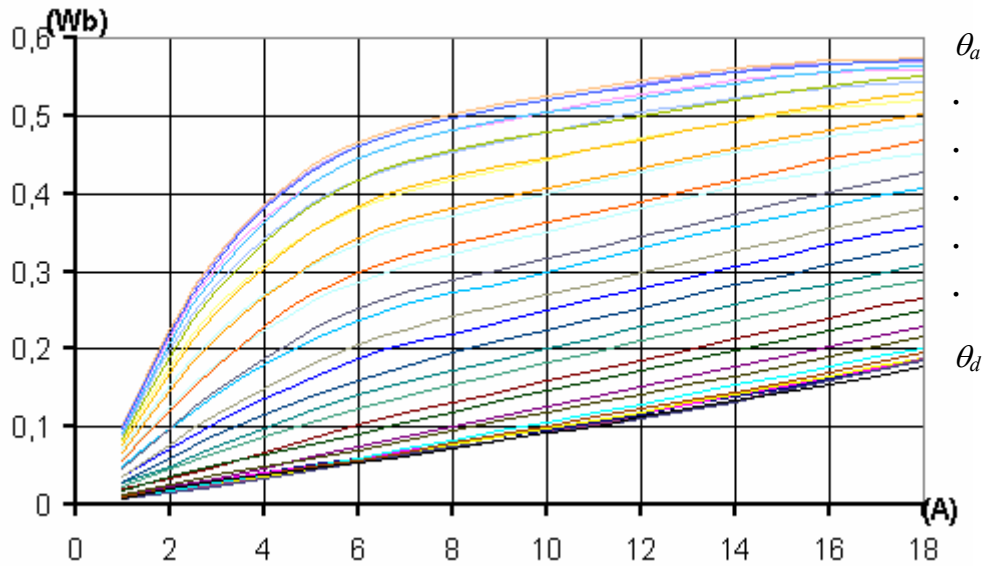


Figura 2.4: Característica magnética da máquina.

2.2.3.1 Perfil linear do coeficiente de indução

Considerando o perfil linear para o coeficiente de indução, a variação da relutância magnética vai implicar uma variação do coeficiente de indução, L , conforme a expressão (2.12), onde N é o número de espiras da bobina da fase e \mathfrak{R} a relutância do circuito magnético, que depende da área de sobreposição dos pólos com a posição angular do veio.

$$L(\theta) = \frac{N^2}{\mathfrak{R}(\theta)} \quad (2.12)$$

Uma primeira aproximação consiste numa variação linear do coeficiente de indução L em função da posição do rotor θ para explicar o princípio de funcionamento da máquina. O valor do coeficiente de indução é máximo quando os pólos estão alinhados, $L_{max} = 60$ mH, e é mínimo quando os pólos estão desalinhados, $L_{min} = 10$ mH, de acordo com medições e dados fornecidos pelo fabricante da máquina em estudo.

Parte-se do princípio, neste caso, que quando $\theta = 0^\circ$ a posição do rotor é tal que um pólo saliente do mesmo fica adjacente, sem sobrepor, ao pólo do estator da fase, posição idêntica aos pólos a-a' ou a-b' mostrado na figura 2.2. Para esta posição do veio os pólos estão desalinhados sendo que $L = L_{min}$. A variação do coeficiente de indução em função de θ é representada pela função, por ramos, dada em (2.13) e que define a sua característica linear simplificada.

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{\min} & \theta \leq 0 \\ L_{\min} + K\theta & 0 < \theta < \beta_r \\ L_{\max} & \beta_r \leq \theta \leq \beta_s \\ L_{\max} - K(\theta - \beta_s) & \beta_r < \theta \leq \beta_s + \beta_r \end{cases} \quad (2.13)$$

$$K = \frac{\partial L}{\partial \theta} = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\min(\beta_s, \beta_r)} \quad (2.14)$$

A expressão (2.14) define o declive da característica linear do coeficiente de indução representado por K . A função por ramos (2.13), caracteriza o andamento do coeficiente de indução de uma fase e está representada na figura 2.5.

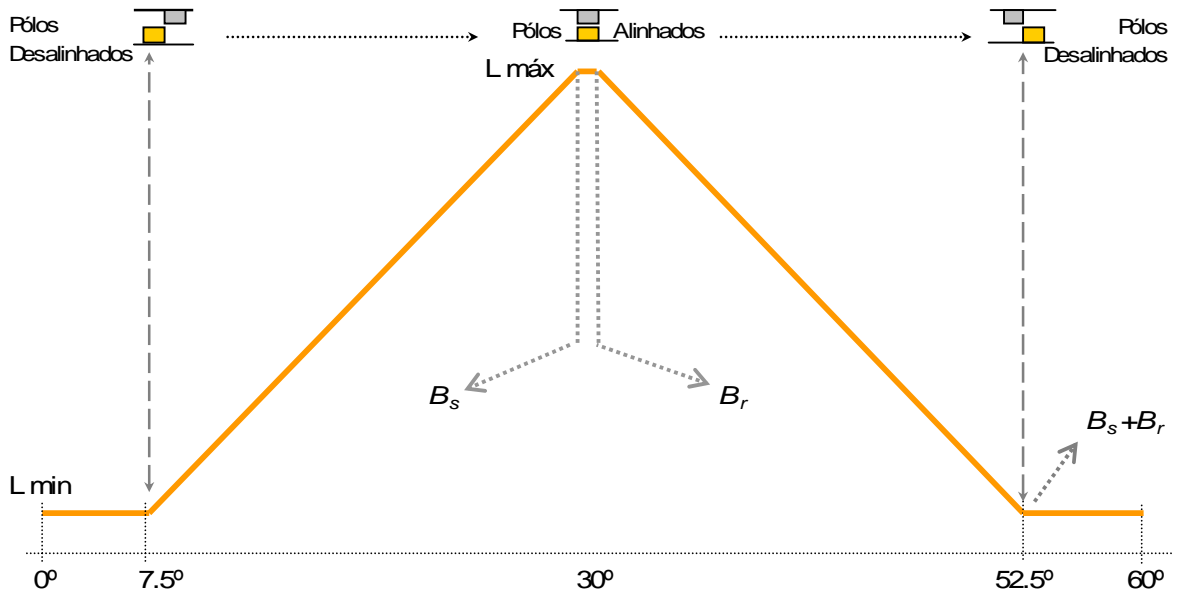


Figura 2.5: Característica linear do coeficiente de indução de uma fase.

Na figura 2.5 é apresentada uma sequência de posições do pólo do rotor relativamente ao do estator, nos valores máximos e mínimos do coeficiente de indução, ao longo de um ciclo completo de 360° eléctricos que equivale a 60° mecânicos.

A figura 2.5, tal como a expressão por ramos (2.13), evidenciam as quatro regiões distintas e fundamentais da característica electromagnética da máquina. Considerando o movimento do pólo rotórico no sentido indicado na figura 2.5, observa-se o seguinte:

- Uma primeira região correspondente a $L = L_{min}$ de valor constante e que implica, caso circule uma corrente eléctrica nessa fase / posição do rotor, um binário nulo de acordo com a expressão (2.18). Nesta região a constante de tempo eléctrica é a mais pequena de todo o ciclo, tornando mais elevada a taxa de crescimento da corrente. Poderá haver um interesse particular na excitação da fase nesse espaço quando altas velocidades do veio da máquina são requeridas ou quando se pretendem maiores acelerações.
- Uma segunda região que corresponde à posição do rotor tal que $\theta \in]0, \min(B_s, B_r)[$ e que implica que o coeficiente de indução varia conforme se descreve no 2º ramo da expressão (2.13). A corrente eléctrica ao circular nessa fase, durante esse intervalo angular, produzirá um binário motor pelo facto da derivada do coeficiente de indução em ordem ao ângulo rotórico ser de sinal positivo. É a região normal de utilização como motor no sentido directo de rotação. A constante de tempo eléctrica aumenta à medida que o coeficiente de indução aumenta.
- Uma terceira região que corresponde à sobreposição dos pólos, isto é, $\theta \in [B_s, B_r]$. Neste caso o coeficiente de indução, na figura 2.5, assume um valor $L = L_{max}$ e constante, que segundo (2.18) não produzirá binário motor se a fase for excitada.
- Uma quarta região que é caracterizada pelo declive negativo do andamento do coeficiente de auto indução da máquina que varia consoante o 4º ramo da expressão (2.13). A posição do rotor percorre todos os valores de $\theta \in]\max(B_s, B_r), (B_s + B_r)]$ produzindo, conforme (2.18), um binário negativo caso circule uma corrente na bobina da fase. Esse binário provoca uma travagem em termos de velocidade, em virtude de se opor ao sentido de deslocamento angular indicado na figura 2.5.

Descritas as quatro principais regiões da característica do coeficiente de auto indução as suas principais implicações, em termos genéricos, visto à luz das equações que regem a dinâmica de uma só fase da máquina, passa-se a efectuar a análise não linear da característica magnética.

2.2.3.2 Perfil não linear do coeficiente de indução

O coeficiente de indução é na realidade não linear e depende da posição angular e da corrente eléctrica em circulação na fase, conforme se apresenta na figura 2.6.

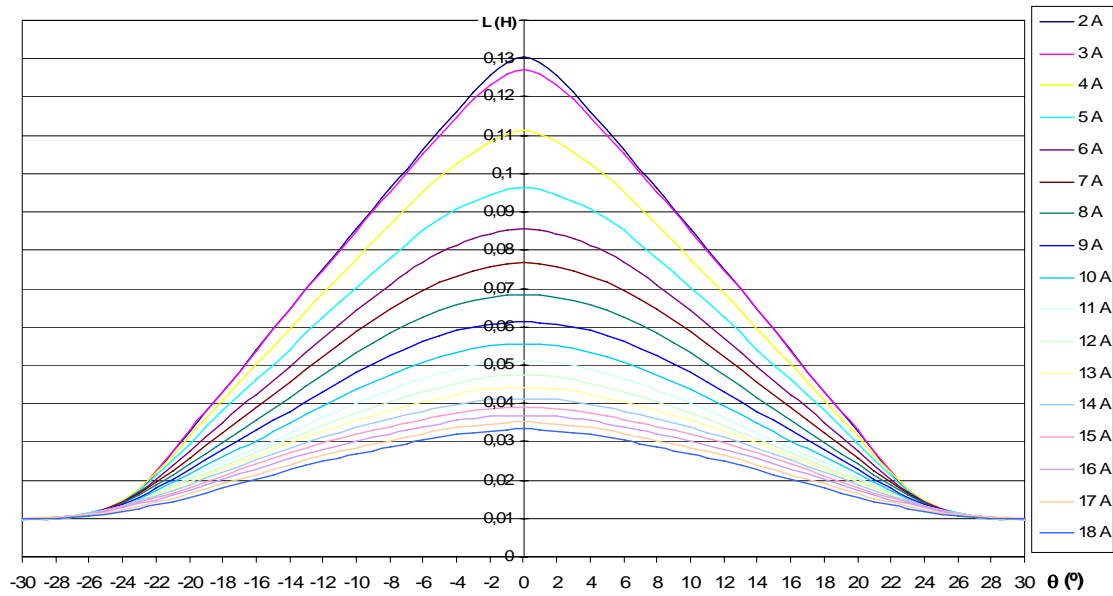


Figura 2.6 Característica não linear do coeficiente de indução de uma fase relativamente à posição do rotor e à corrente.

Conforme-se observa na figura 2.6, as quatro regiões do coeficiente de indução referidas na secção anterior, estão presentes em toda a família de curvas, apesar de apresentarem fronteiras mais difusas. O declive do andamento do coeficiente de indução diminuiu com o aumento da corrente de magnetização devido ao efeito da saturação do circuito magnético.

A característica não linear do coeficiente de indução foi determinado através da expressão (2.15) do coeficiente de indução instantâneo de uma só fase.

$$L_j(\theta, i_j) = \frac{\psi_j(\theta, i_j)}{i_j} \quad (2.15)$$

2.2.4 Característica do Binário

Agora que já se conhece a característica magnética da máquina é possível determinar o valor do binário produzido por uma fase excitada com uma corrente contínua para uma dada

posição angular. Cailleux e Chancharoensook em (Cailleux *et al.*, 1993 e Chancharoensook *et al.*, 2001) referem a possibilidade de obter a característica do binário da MERC através da aplicação de vários métodos. Uma das formas de determinar o binário estático é através do cálculo analítico e que consiste em duas etapas consecutivas. A primeira é baseada nos dados do fluxo apresentados na figura 2.3. para determinar a coenergia magnética, representada por W' na expressão (2.16).

$$W'(\theta, i) = \int_0^i \Psi(\theta, i) di \quad (2.16)$$

A segunda etapa consiste em determinar através da expressão (2.17) os valores do binário estático T para cada par (θ, i) . Da expressão (2.17) determina-se o binário estático que apresenta a influência da não linearidade da característica electromagnética de uma fase de excitação da máquina.

$$T(\theta, i) = \lim_{\Delta\theta \rightarrow 0} \frac{\Delta W'(\theta, i)}{\Delta\theta} \bigg|_{i=const.} = \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial\theta} \bigg|_{i=const.} \quad (2.17)$$

Outra forma de determinar o binário estático é através de um método experimental que foi desenvolvido para este estudo. Assim, foi utilizado um sistema de braço equilibrado, solidário com uma estrutura, que foi fixada ao veio por aperto mecânico, numa posição angular do rotor definida. O deslocamento angular do braço equilibrado foi muito limitado ($\pm 1^\circ$). O binário motor foi determinado a partir do conhecimento da distância a que se colocou um peso de referência no braço, de modo que se verificasse o equilíbrio com o binário desenvolvido pela máquina. Durante o processo de equilíbrio do braço, a fase da máquina foi excitada com uma corrente contínua de valor definido, que permaneceu constante. Este procedimento foi repetido para várias posições de -30° a $+30^\circ$. Para cada posição, foram aplicados vários valores de corrente, de 1A a 18 A, conforme apresenta a figura 2.7.

A família de curvas do binário estático da figura 2.7 apresenta duas partes distintas: a primeira, caracterizada por um binário positivo que surge a partir da posição de pólos desalinhados, $\theta = -30^\circ$, até à posição de pólos alinhados, que corresponde à posição de 0° ; uma segunda parte da curva, caracterizada por um binário negativo, iniciando-se na posição de pólos alinhados até à posição de pólos desalinhados com $\theta = +30^\circ$.

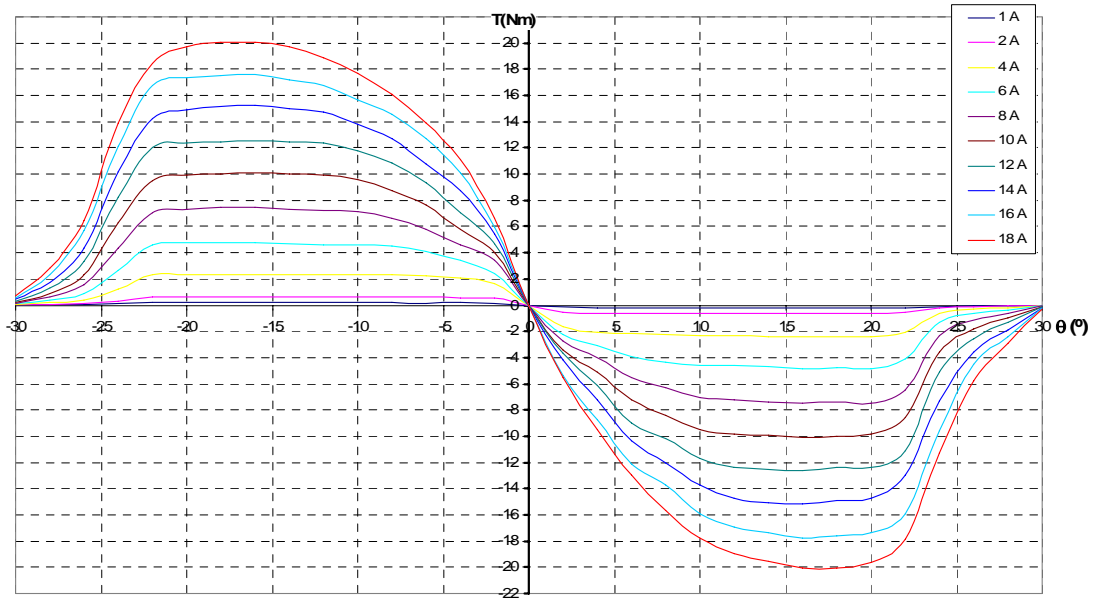


Figura 2.7: Andamento do binário em função da posição e da corrente.

Em termos físicos, um binário positivo pode proporcionar um movimento angular do veio no sentido directo e um binário negativo pode proporcionar um movimento angular do veio no sentido inverso. Dependente do sentido de rotação do veio, uma parte do andamento do binário será percursor da continuidade do movimento de rotação e logo um binário motor. O outro será opositor ao movimento efectuando a travagem.

Particularizando, para o caso de se considerar o coeficiente de indução linear, o binário electromagnético T_e por fase pode ser expresso por (2.18).

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \quad (2.18)$$

Da expressão (2.18) conclui-se que o binário electromagnético instantâneo não depende do sentido da corrente mas sim da sua amplitude e da taxa de variação do coeficiente de auto indução em ordem à posição angular do rotor. Pela observação da figura 2.5 e do sentido físico da expressão (2.18) pode-se afirmar que a derivada do coeficiente de indução em ordem ao ângulo θ do veio impõe o sinal do binário. Se for positivo pode implicar um binário motor, se for negativo pode implicar um binário de travagem.

2.3 PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO

As máquinas eléctricas são operadas de modo a apresentarem um determinado comportamento dinâmico que é exigido no ponto de accionamento electromecânico onde estão instaladas. Para operar a MERC e dela extrair todas as potencialidades que lhe são inerentes é fundamental conhecer e explorar as características apresentadas nas secções anteriores. Nesta secção, de uma forma sucinta, definem-se e analisam-se os parâmetros de actuação na máquina de modo a operá-la, do ponto de vista do funcionamento motor.

2.3.1 Determinação dos Parâmetros de Actuação

Para determinar os parâmetros de actuação da máquina foi estudado o comportamento dinâmico desta através do modelo matemático e das características anteriormente apresentados. Para facilitar a exposição faz-se uso do coeficiente de indução linear conforme mostra a figura 2.8.

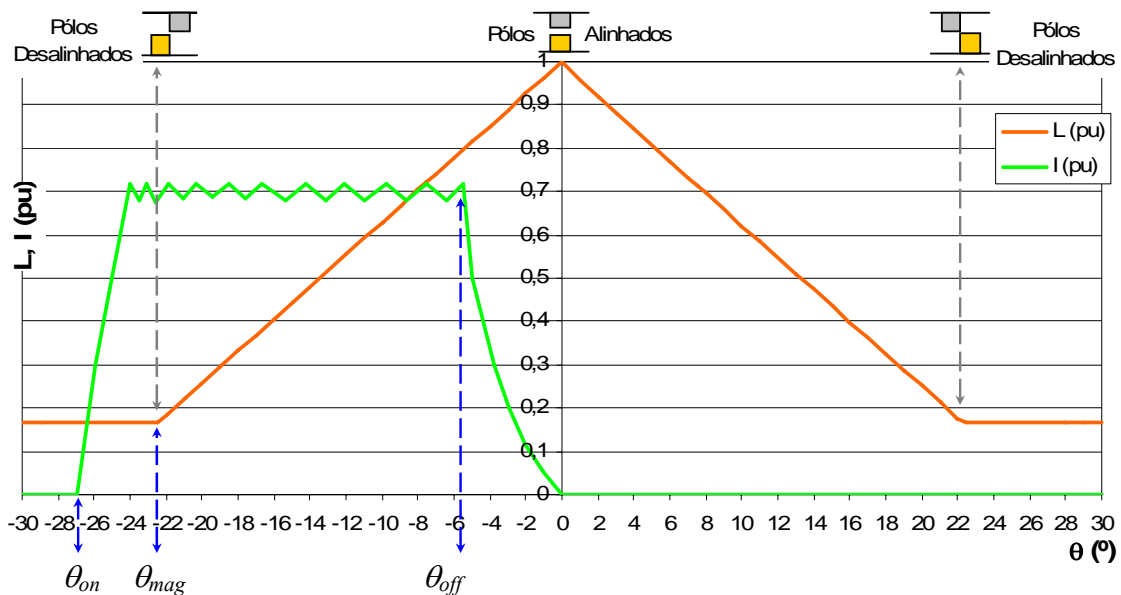


Figura 2.8: Representação do coeficiente de indução linear de uma fase e da corrente em valor por unidade (pu) com os instantes angulares θ_{on} , θ_{mag} e θ_{off} .

Sendo o interesse no estudo da máquina do ponto de vista do seu funcionamento motor, focou-se a atenção na excitação da fase de magnetização antes e durante a parte ascendente do $L(\theta)$ até ao seu valor máximo no 1º quadrante de funcionamento.

Já foi referida a existência do instante de estabelecer ou interromper a circulação da corrente da fonte de alimentação ao circuito eléctrico de uma fase da máquina. Denomina-se por θ_{on} ao ângulo entre os pólos do rotor e do estator no instante de excitar a fase de magnetização da máquina. Denomina-se θ_{off} o ângulo entre os pólos do rotor e do estator no instante de interromper ou desactivar a corrente de excitação na mesma fase de magnetização da máquina.

As posições angulares iniciais em que $L(\theta)$ apresenta uma taxa de variação nula e maior do que zero são do domínio de actuação do θ_{on} (ver figura 2.8). A escolha do valor de θ_{on} implica condicionar a taxa de subida da corrente de magnetização devido ao valor que $L(\theta)$ assume nessa posição, para velocidade constante do veio. Assim, enquanto o θ_{on} pertencer ao intervalo angular em que $L(\theta)$ é mínimo, a taxa de subida da corrente de magnetização é a mais elevada do passo eléctrico. É pretendido que a corrente de magnetização atinja o valor de referência quando a posição de magnetização θ_{mag} for atingida, produzindo-se o binário pretendido a partir dessa posição. Bose em (Bose *et al.*, 1986) propôs uma forma de determinar o θ_{on} óptimo para ser aplicado em reguladores de corrente e que está expresso em (2.19).

$$\theta_{on} = \theta_{mag} - \frac{L_{\min} \omega}{V_{DC}} i_{ref} \quad (2.19)$$

Onde ω é a velocidade do veio, V_{DC} a tensão de alimentação contínua e i_{ref} a corrente de referência.

Por sua vez, as posições angulares próximas do valor máximo de $L(\theta)$ são do domínio de actuação do θ_{off} (ver figura 2.8). O θ_{off} é utilizado para interromper a alimentação de magnetização da máquina e efectuar a sua desmagnetização, que normalmente é efectuada de uma forma passiva através do conversor de potência. É pretendido que a corrente de desmagnetização se extinga até ao valor máximo do $L(\theta)$. Se porventura a corrente de desmagnetização circular quando a taxa de variação do $L(\theta)$ for negativa surge, conforme

(2.18), um binário de travagem. Gribble em (Gribble *et al.*, 1999) propõe a determinação do θ_{off} óptimo através da expressão (2.20) para reguladores de corrente.

$$\theta_{off} = \theta_{Lmax} - \frac{\theta_{mag}}{2} \left(-\frac{\Re_{Lmax}}{\Re_{Lmin}} + \sqrt{\left(\frac{\Re_{Lmax}}{\Re_{Lmin}} \right)^2 + 4 \left(\frac{i_{ref} \left(1 - \frac{\Psi_{Lmax}}{\Psi_{off}} \right) \omega}{\Re_{Lmin} V_{DC} \theta_{mag}} \right)} \right) \quad (2.20)$$

Onde θ_{Lmax} é a posição angular de pólos alinhados, \Re_{Lmax} e \Re_{Lmin} a relutância magnética nas posições de pólos alinhados e desalinhados respectivamente e Ψ_{Lmax} e Ψ_{off} os fluxos ligados nas posições de pólos alinhados e de pólos no instante θ_{off} .

Agora que se conhece o andamento do binário estático desenvolvido por uma fase, (figura 2.6), este pode ser extrapolado atendendo à desfasagem angular entre fases e integrado num só gráfico. A desfasagem angular entre fases, utilizada e expressa em (2.21) é imposta pela geometria da máquina, onde AP é o valor angular dessa desfasagem, N_f o número de fases e N_r o número de pólos no rotor. Pode-se dizer que nos multiplos angulares de AP verifica-se um alinhamento de pólos. O valor de AP da máquina em estudo é de 15° .

$$AP = \frac{360^\circ}{N_f N_r} \quad (2.21)$$

A curva do binário para a corrente nominal da MERC (6A) foi a curva escolhida para ser extrapolada para todas as fases. Assim construída, a figura 2.9 apresenta os andamentos dos binários estáticos desenvolvidos pelas quatro fases denominadas por fase 1 (F1), fase 2 (F2), fase 3 (F3) e fase 4 (F4). Parte-se do princípio da existência de igualdade construtiva em todas as fases.

Na figura 2.9 observam-se os alinhamentos de pólos de 15° em 15° das fases que apresentam derivada negativa do binário nesses pontos. Simultaneamente, as fases que apresentam derivada positiva do binário nesses pontos angulares, significa que os seus pólos estão desalinhados. Como exemplo, na posição angular de 0° , os pólos da F1 estão alinhados ao passo que os pólos da F3 estão desalinhados.

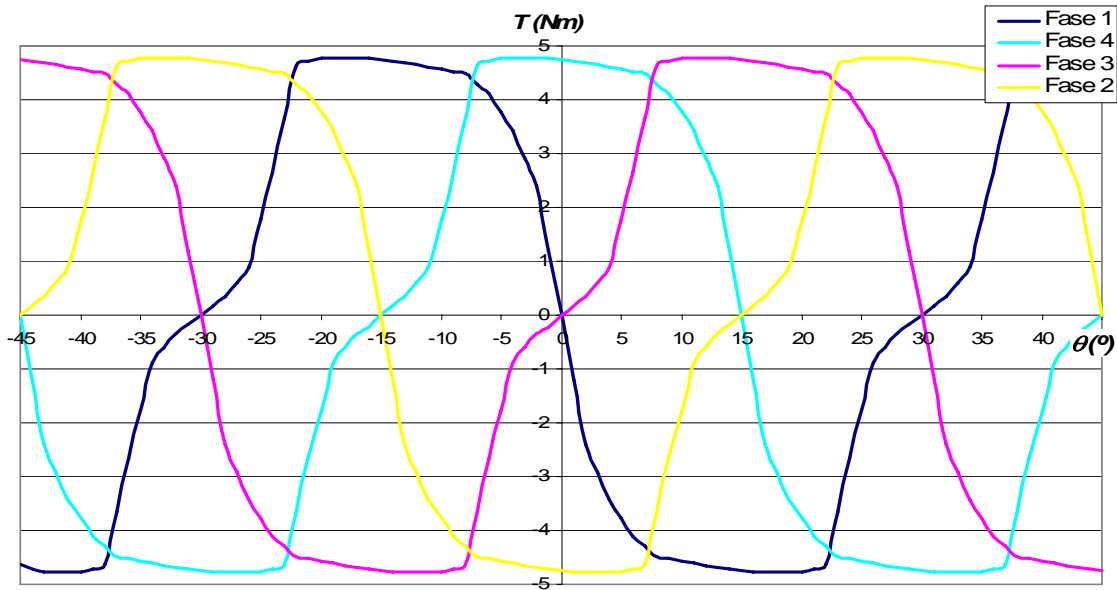


Figura 2.9: Andamento do binário estático nominal das quatro fases.

Se as fases de magnetização forem excitadas até ao limite de pólos alinhados de modo a produzirem somente binários positivos, observa-se que a sequência de fases contíguas F1, F4, F3, F2 é a que produz o movimento do veio no sentido directo. Para o sentido inverso a sequência das fases contíguas que produzem binários negativos é F1, F2, F3, F4.

De outra forma, a excitação sequencial das fases, tal como anteriormente definidas, desde o instante angular em que o módulo do binário motor é máximo até à proximidade do alinhamento dos pólos, contribui para o binário total produzindo a continuidade do movimento e acelerando o veio da máquina

Em suma, juntar com a sequência de excitação das fases, o θ_{on} e o θ_{off} são os parâmetros de actuação fundamentais da máquina. Em termos gerais, procura-se excitar a fase quando $L(\theta)$ é mínimo até ao instante tal em que a corrente ao extinguir-se nunca produza binário negativo ($i = 0$ quando $L(\theta) = L_{máx.}$), utilizando-se ao máximo a característica magnética da máquina bem como o binário electromagnético desenvolvido.

2.3.2 Operação nos Quatro Quadrantes

Operar a máquina nos quatro quadrantes significa adequar os parâmetros de actuação às regiões de funcionamento pretendidas no plano $\{T, \omega\}$ que está representado na figura 2.10. Os eixos representativos da velocidade (ω) e de binário (T) dividem o plano em 4 quadrantes.

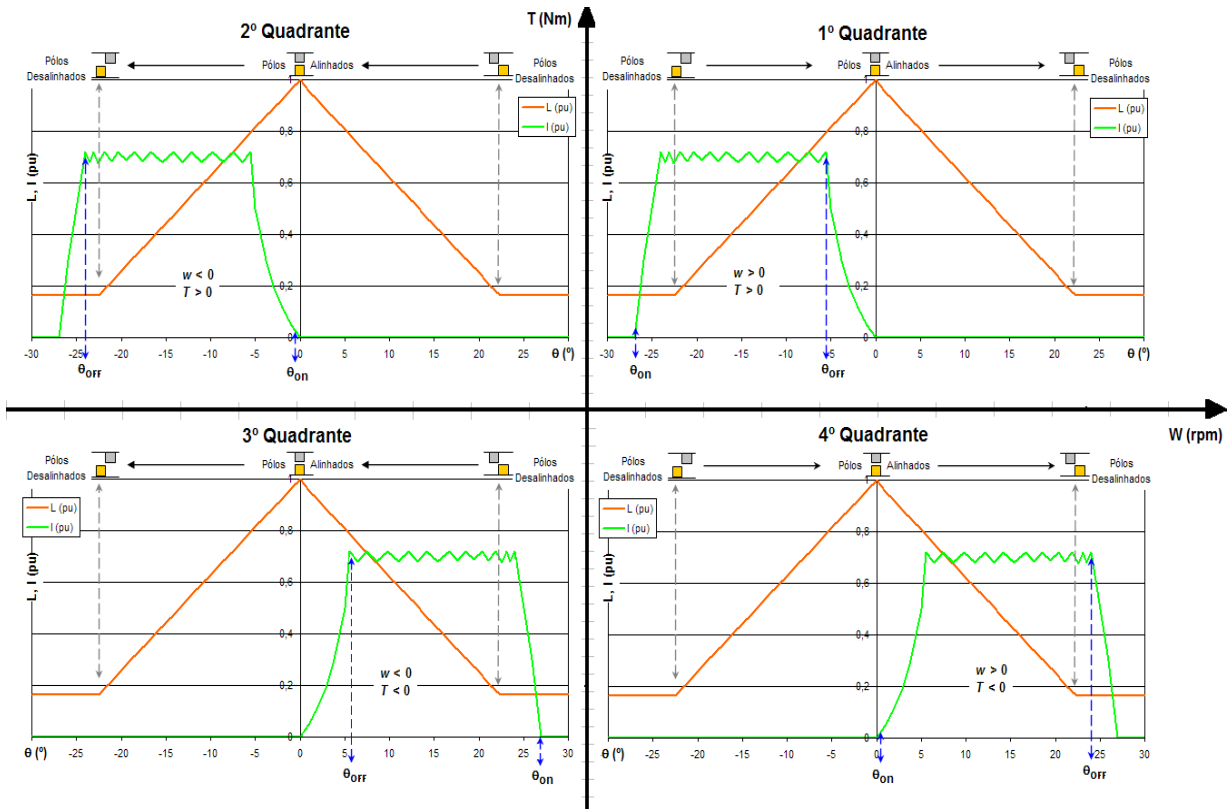


Figura 2.10 Representação dos 4 quadrantes de funcionamento do accionamento.

O 1º quadrante é utilizado no funcionamento da máquina, para arranque e serviço, no sentido directo (cw), isto é, o binário e a velocidade são positivos. No 4º quadrante impõe-se uma travagem no sentido directo caracterizado pela velocidade positiva e o binário é negativo. O 3º quadrante é utilizado para arranque e funcionamento no sentido inverso (ccw), razão porque a velocidade e binário são negativos. O 2º quadrante serve para aplicar uma travagem no sentido inverso onde a velocidade é negativa e o binário positivo. De referir que no 2º e 4º quadrantes é possível fazer a recuperação de energia do sistema mecânico para o sistema eléctrico.

No caso da MERC o sentido de rotação ou sinal da velocidade é determinado pela sequência das fases de magnetização e o sinal do binário é determinado pelos intervalos angulares de

condução que são limitados pelo θ_{on} e θ_{off} de cada fase em cada quadrante. Estes instantes angulares θ_{on} e θ_{off} são diferentes para cada quadrante sendo ajustados consoante a necessidade, conforme se observa na figura 2.10. Normalmente aplica-se uma matriz de 4 pares de valores correspondentes aos instantes θ_{on} e θ_{off} de referência para cada quadrante sendo que a magnitude do binário é determinada pela variável de saída do controlador (Hossain *et al.*, 2003).

2.3.2 Operação no Controlo de Binário

O controlo de posição ou de velocidade aplicado à MERC é, em termos genéricos, somente exequível se, de uma forma directa ou indirecta, se souber exactamente em cada instante o sinal e a magnitude do binário a aplicar ao veio.

2.3.2.1 Equilibrar uma carga em regime dinâmico

Equilibrar um binário resistente em regime dinâmico significa produzir um binário tal que mantenha constante a velocidade do veio pretendida. Porém, quando a máquina é excitada segundo uma sequência de fases de magnetização, com o máximo aproveitamento da característica do coeficiente de indução, surgem inevitavelmente as sobreposições de fases simultaneamente excitadas, já anteriormente referidas. O binário total instantâneo é dado pela expressão (2.22). Isto significa que o binário total é oscilatório devido à soma dos binários instantâneos produzidos por cada fase durante o intervalo angular de sobreposição, conforme o resultado da simulação apresentado na figura 2.11.

$$T_t = \sum_{j=1}^4 T_{i_j} \quad (2.22)$$

Parece evidente que para resolver o problema das oscilações do binário que irão provocar variações na velocidade no veio, basta atrasar o início da excitação da fase seguinte, isto é ajustar o θ_{on} , para que o impulso de binário reduza de amplitude.

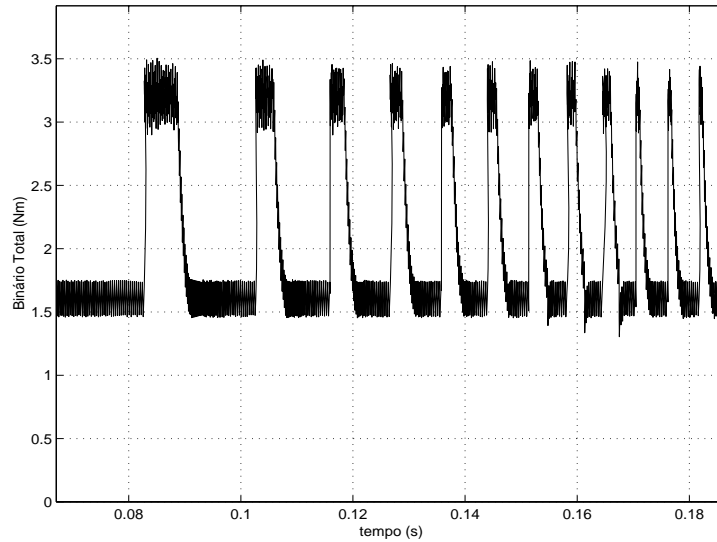
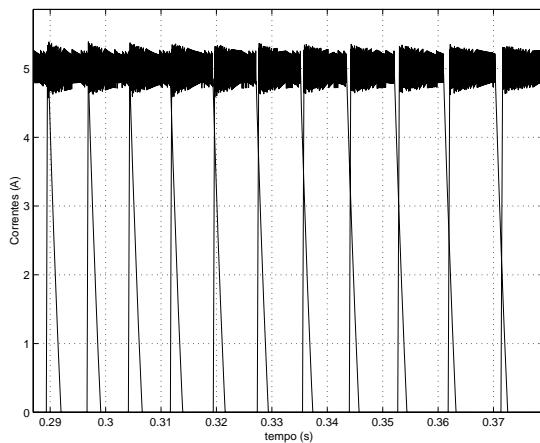


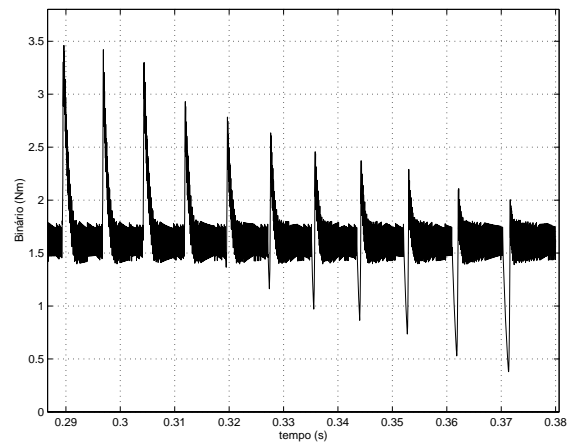
Figura 2.11 Andamento do binário total.

2.3.2.1.1 Ajuste do θ_{on}

Constata-se contudo, que embora as oscilações do binário fiquem reduzidas, não desaparecem totalmente porque existirá sempre uma corrente que se extingue, normalmente a circular durante o tempo de descida, na fase anterior e uma corrente que aumenta na fase excitada no mesmo intervalo de tempo, conforme figura 2.12 (a).



(a)



(b)

Figura 2.12: Andamento da corrente e binário, (a) corrente de excitação nas fases e (b) binário quando o θ_{on} é ajustado.

Conforme se observa na figura 2.12 (b), o binário apresenta picos de amplitude acima do seu valor modal de uma fase, nas primeiras três sobreposições de correntes e, consoante o ajuste

do θ_{on} , facilmente perceptível na figura 2.12 (a) pelo progressivo afastamento das correntes, geram-se picos que vão aumentando em amplitude mas de valor negativo relativamente ao mesmo valor modal. Este facto permite concluir que é possível, nas circunstâncias do ensaio, obter um ajuste do θ_{on} tal que o binário médio fique mais estável do que o apresentado na figura 2.11.

Contudo o problema dos picos de binário persiste, sendo as correntes de excitação e de extinção as causadoras de tais picos por se encontrarem em regime livre. Para atenuar esse problema, as correntes terão que ser modeladas em amplitude a fim de obter um binário mais uniforme.

2.3.2.1.2 Ajuste da corrente de referência

Uma das formas de controlar a subida da corrente, assim como a sua descida, é actuar no andamento da corrente de referência. Deste modo desenvolveu-se a simulação por forma a manter o binário constante variando, para esse efeito, a corrente de referência e mantendo o θ_{on} e θ_{off} nos valores iniciais de máximo aproveitamento do coeficiente de indução. Como se observa na figura 2.13 (a) as correntes são recortadas no instante em que a derivada de $L(\theta)$ é diferente de zero isto é, logo no início da recta ascendente do coeficiente de indução da fase recentemente excitada.

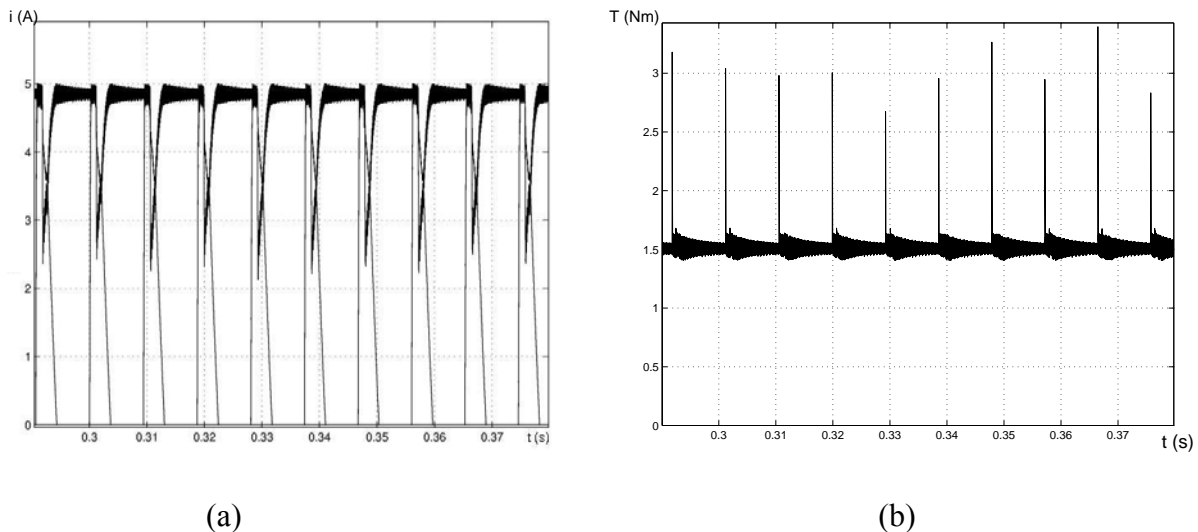


Figura 2.13: Andamento da corrente e binário, (a) corrente de excitação nas fases e (b) binário com o ajuste da corrente de referência.

Verifica-se na figura 2.13 (b) um binário mais uniforme, porém este apresenta ainda picos de curta duração que são devidos ao tempo de reacção do sistema de controlo porque quando se dá a sobreposição dos coeficientes de indução, ambas as fases estão excitadas. Isto deve-se ao facto do valor do θ_{on} impor a excitação da fase logo no início do declive da característica do coeficiente de indução.

Pelo que foi exposto e para solucionar o problema, afirmar que o valor de θ_{on} não é adequado permite caminhar para o passo seguinte que consiste no ajuste simultâneo da corrente de referência e do ângulo θ_{on} .

2.3.2.1.3 Ajuste da corrente de referência e do θ_{on}

Acrescentou-se à simulação anterior o ajuste do valor de θ_{on} o que confirmou as expectativas conforme se verifica pelos resultados na figura 2.14 (a), onde o atraso na excitação da fase seguinte e o correspondente efeito nas oscilações de binário apresentado na figura 2.14 (b) são explícitos.

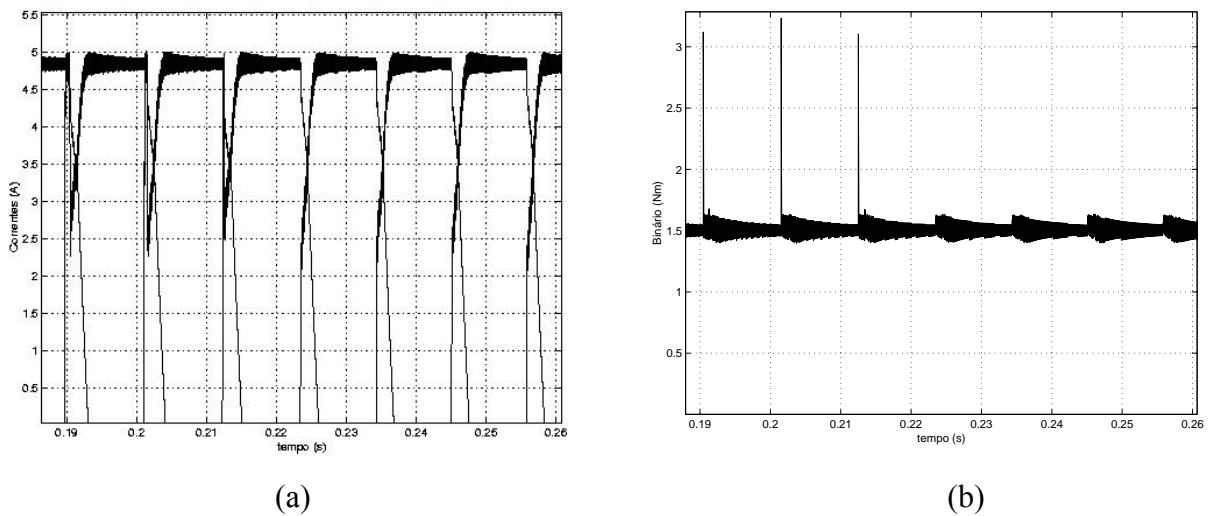


Figura 2.14: Andamento da corrente e binário, (a) corrente de excitação nas fases e (b) binário com o ajuste da corrente de referência e θ_{on} .

Constata-se pois que a regulação da corrente de referência e o instante de excitação da fase são os parâmetros fundamentais a controlar para obter um binário uniforme. A oscilação do binário depende, considerando um binário de carga constante, da amplitude da banda de histerese do regulador histerético da corrente e do $L_j(\theta)$. As simulações apresentadas foram efectuadas para uma velocidade de 500 rpm.

O problema dos impulsos de binário tende a minorar quando a máquina atinge velocidades mais elevadas devido a circunstâncias de natureza mecânica e operativa. As de natureza mecânica prendem-se com a diminuição da duração da sobreposição dos pólos das fases excitadas, ver figura 2.15, e também, devido ao efeito filtrante produzido pela massa inercial do rotor. A de natureza operativa é devido à necessidade de ajustar o θ_{off} a fim de evitar o desenvolvimento de um binário de travagem.

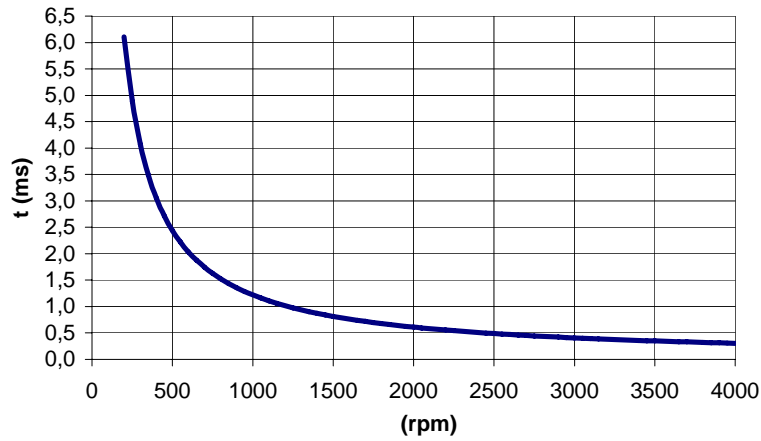


Figura 2.15: Duração da sobreposição mecânica dos pólos das fases simultaneamente excitadas em função da velocidade de rotação do veio.

O ângulo θ_{off} é ajustado para evitar a resistência de binário de travagem, tendo em conta o tempo de descida da corrente, que depende da constante de tempo eléctrica do circuito da máquina, expressa em (2.23) e do valor da força electromotriz induzida E por fase, expressa em (2.24), onde preponderam a velocidade ω do veio e a corrente instantânea i relativamente à ordem de grandeza dos valores da derivada do coeficiente de auto indução em ordem à posição do rotor.

$$\tau_{fase} = \frac{L(\theta)}{R} \quad (2.23)$$

$$E_{fase} = \omega i \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \quad (2.24)$$

Em suma, significa que, se a corrente se extinguir, em termos temporais, antes do intervalo de sobreposição de pólos das fases contíguas, para qualquer velocidade, não é possível a sua modelação a fim de obter o binário da figura 2.14 (b).

Ajustar o ângulo de extinção θ_{off} , no sentido da diminuição da duração da sobreposição de fases independentes, simultaneamente excitadas, com a finalidade de evitar o desenvolvimento de binário negativo, torna difícil, senão impraticável, a tarefa de efectuar a modelação de corrente devido à elevada frequência de comutação que seria necessária. Neste caso e no limite, o binário teria o andamento da figura 2.12 (b).

Este estudo analisa o comportamento das grandezas no regime mais desfavorável. Apesar do momento de inércia do rotor da máquina absorver parte das variações de energia mecânica disponibilizada, geradas pelos impulsos do binário e funcionar como filtro, o caso mais desfavorável é no regime sem carga mecânica, ou seja em vazio. É evidente que, quanto maior for o momento de inércia do conjunto motor e máquina mecânica, menos perceptíveis serão os impulsos do binário total.

2.3.2.2 *Posicionamento angular com carga*

Se se pretende equilibrar um binário resistente numa dada posição bastará excitar a sequência de fases até atingir a posição pretendida equilibrando-o através do controlo da corrente. Torna-se fácil compreender esse sentido físico através da expressão (2.19) e que está repetida em (2.25) sendo j relativo às fases.

$$T_j = \frac{1}{2} \frac{\partial L_j(\theta)}{\partial \theta} i_j^2 \quad (2.25)$$

Isto é, a amplitude da corrente deverá ser modulada de modo a gerar o binário motor necessário para se opor ao binário resistente. Por exemplo, segundo a figura 2.9, é sempre possível equilibrar uma carga com binário inferior a 4,3 Nm (binário médio obtido por excitação de uma só fase com corrente no valor nominal), em qualquer ponto entre 0 e $2k\pi$ radianos, porque existe sempre uma continuidade de binário produzido.

2.3.2.3 *Posicionamento angular sem carga – análise teórica*

Colocar o veio da MERC, sem carga, numa determinada posição angular é mais problemático em virtude da máquina ser de fluxo concentrado no pólo saliente. Isto significa que, quando a fase é excitada, o rotor tende para a posição que corresponde ao alinhamento dos pólos. A máquina, devido à sua geometria, apresenta em 360° , 24 posições de pólos alinhados, em passos de 15° mecânicos. Por isso, esta MERC pode ser vista como uma máquina passo a passo de 15° . Contudo, não são as posições de alinhamento de pólos que se pretende, mas sim, toda e qualquer posição angular intermédia.

As posições intermédias só podem ser obtidas pela interacção de binários opostos desenvolvidos por fases distintas, simultaneamente excitadas. Por exemplo, é possível excitar uma fase de cada vez, alternando em alta frequência, de modo que o binário médio seja nulo na posição angular pretendida. Outra técnica seria excitar simultaneamente duas fases de modo que $T_{\text{médio}} = T_j + T_k$, sendo j a fase tal que $T_j > 0$ e k a fase oposta tal que $T_k < 0$, de amplitudes tais que $T_{\text{médio}} = 0$ na posição pretendida. Assim, existindo equilíbrio, é exequível manter o veio na posição desejada.

Partindo deste princípio, é necessário ainda definir quais as fases a conjugar para obter o equilíbrio de binários. Nesta fase o estudo baseia-se nas curvas do binário estático nominal produzidas pela corrente nominal da máquina (6 A) e apresentadas na figura 2.9.

Analizando a figura 2.9 e considerando que a fase 1 desenvolve o binário de referência, ele é comparado com os binários opostos desenvolvidos pelas restantes fases em intervalos de posições angulares intermédias. Estes intervalos angulares estão delimitados entre duas posições consecutivas de binário nulo. A figura 2.16, extraída da figura 2.9, apresenta o andamento do binário da fase 1 (F1) e da fase 2 (F2). Nela se verifica que no intervalo entre -15° e 0° , representado pela mancha colorida, os binários desenvolvidos por ambas as fases são de sinais opostos podendo contribuir para uma posição de equilíbrio. Essa zona é estável porque quando a F1 tende para o alinhamento dos pólos, F2 aumenta o valor de binário opositor e vice-versa.

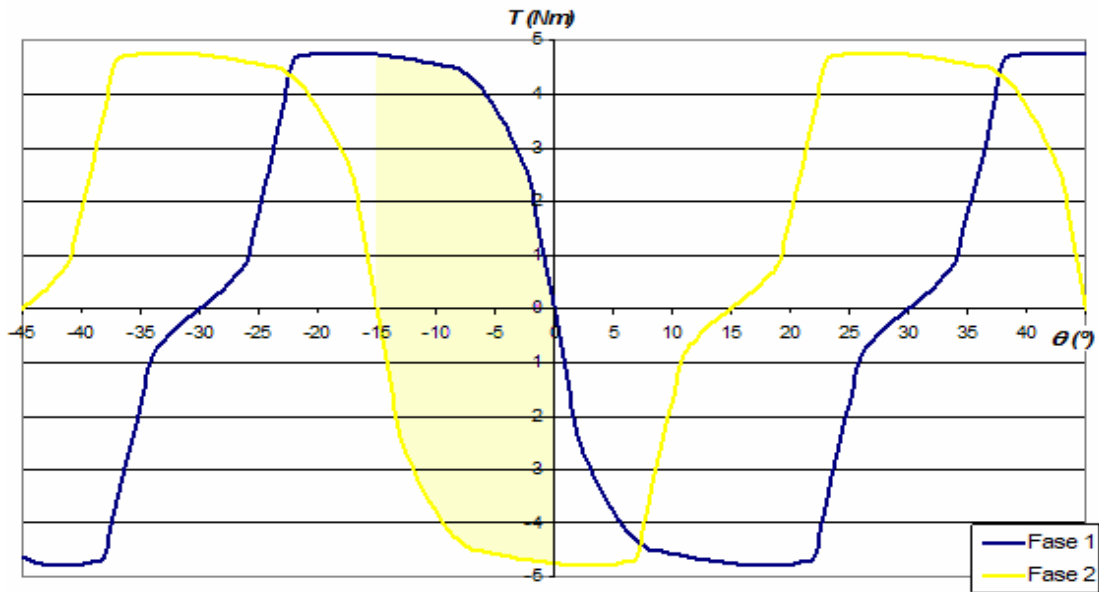


Figura 2.16: Intersecção das curvas de binário nominal da F1 e F2 entre duas posições de binário nulo.

Os diversos intervalos angulares detectados foram analisados identificando-se para cada par de curvas de binário 4 zonas distintas, conforme a figura 2.17.

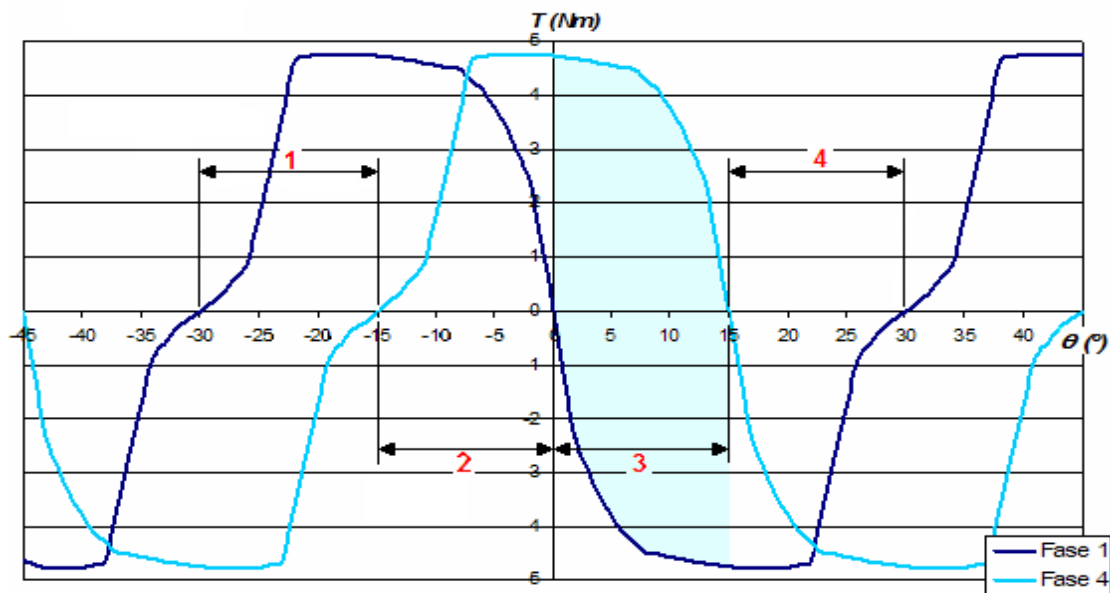


Figura 2.17: Identificação dos intervalos angulares entre as fases F1 e F4.

A zona 1, na figura 2.17, é instável porque apesar dos binários serem opostos diminuem essa oposição à medida que o limite do intervalo angular é atingido. As zonas 2 e 4 são instáveis porque os binários não são opostos, facilitando o alinhamento dos pólos. A zona 3, no intervalo entre 0° e 15° , para a F1 e F4, é a única zona que possibilita a existência de equilíbrio estático de binários em qualquer posição intermédia no intervalo. Conclui-se que se

verifica equilíbrio estático entre duas curvas de binários, existentes no mesmo intervalo angular, limitado por dois alinhamentos de pólos consecutivos, quando as suas derivadas são ambas negativas. Neste caso o equilíbrio de binários é obtido pela simples modelação da sua amplitude.

Foi observado o intervalo angular onde se pode obter o desejado equilíbrio de binários entre a F1 e F2 na figura 2.16, e entre a F1 e F4 na figura 2.17. A mesma questão se coloca relativamente à F1 e F3. A resposta está na figura 2.18 onde se verifica que as fases complementares não produzem binários passíveis de serem equilibrados.

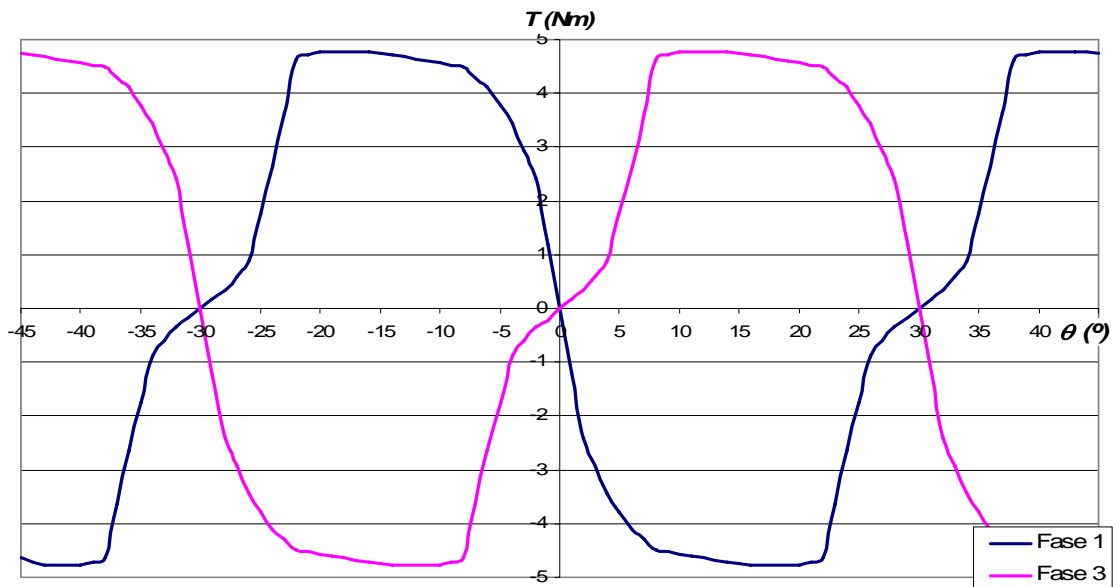


Figura 2.18: Identificação dos intervalos angulares entre as fases F1 e F3.

Assim, com base no princípio explanado, foram definidas as sequências de pares de curvas de binários relativas a todas as fases de magnetização no posicionamento do veio. Pode-se concluir que existe uma continuidade de zonas passíveis de produzirem o equilíbrio estático dos binários, num passo polar, conforme se apresenta na tabela 2.1.

Tabela 2.1 Sinal do binário desenvolvido nos intervalos angulares.

Intervalo angular (°)	0° a 15°	15° a 30°	30° a 45°	45° a 60°
Binário positivo	Fase 4	Fase 3	Fase 2	Fase 1
Binário negativo	Fase 1	Fase 4	Fase 3	Fase 2

Antes de desenvolver qualquer protótipo ou implementação prática sobre este conceito de binários equilibrantes, numa posição angular pretendida, será analisada na secção 2.5 Modelização e Simulação da MERC esta possibilidade.

2.4 CONVERSOR ESTÁTICO DA MERC

Todos os tipos de máquinas eléctricas necessitam de estar ligadas a uma fonte de alimentação eléctrica para produzirem energia mecânica. Eventualmente poderá existir um órgão electrónico de comutação para colocá-la em funcionamento. O órgão electrónico de comutação é denominado por conversor estático e tem a função de estabelecer ou interromper a tensão de alimentação, no caso presente, às quatro fases da máquina consoante as ordens do comando. Normalmente, para a MERC, é utilizado um conversor DC/DC cujos dispositivos de electrónica de potência estão ligados às bobinas das fases de magnetização da máquina.

Os objectivos pretendidos para este conversor estático são: alimentar as fases da máquina com uma corrente unidireccional; permitir a desmagnetização da máquina; comutar a alimentação da máquina até às frequências de trabalho de *PWM*; possibilitar qualquer sequência de comutação dos dispositivos de cada fase, permitindo a operação da máquina em qualquer quadrante de funcionamento; estruturar uma ligação dos dispositivos de potência de modo a que existam vários graus de liberdade em termos de conjugação da comutação dos dispositivos, permitindo aplicar as estratégias de comutação *soft chopper* e/ou *hard chopper*.

Estes objectivos genéricos, em termos de topologia, condicionam a escolha (Wyk, 1994). Das diversas topologias existentes somente duas são passíveis de atingir os objectivos propostos. A topologia clássica e a topologia assimétrica partilhada.

No dimensionamento, dever-se-á tomar em conta a assimetria de funcionamento de uns dispositivos relativamente a outros, reflectindo-se no aquecimento dos mesmos. É o caso da topologia assimétrica partilhada (Pollock e Williams, 1990). Assim, reforça-se a ideia da vantagem da independência dos dispositivos de potência, que permita aplicar os modos de comutação em todos os sentidos.

Em termos de selecção do tipo de dispositivo de potência comandado, a escolha recai na aplicação de MOSFET, devido à sua capacidade de funcionamento em frequências elevadas. Quanto aos díodos, é importante que sejam de baixo valor de tensão de condução e de rápida recuperação.

O conversor é composto por interruptores de potência, díodos, circuitos de disparo dos dispositivos comandados e circuitos de ajuda à comutação. Os circuitos de disparo dos dispositivos de potência da parte superior da topologia possuem circuitos de alimentação isolados e individualizados e os circuitos de disparo dos dispositivos de potência da parte inferior da topologia possuem uma alimentação comum e isolada.

2.4.1 Topologia

Existem vários estudos desenvolvidos para as diversas topologias de conversores estáticos aplicáveis à MERC (Vukosavic e Stefanovic, 1991 e Nicolai, 1995) com vantagens e desvantagens associadas às mesmas, o que representa uma dificuldade para quem tem de escolher a mais adequada para determinada aplicação. Contudo, somente duas topologias podem satisfazer as necessidades de um controlo de posição angular, com elevado grau de liberdade de conjugação dos seus dispositivos de potência, e que são, a topologia clássica (Khalil *et al.*, 2005 e Silviano *et al.*, 2003), baseada na ponte assimétrica e a topologia assimétrica partilhada. Esta última topologia é considerada adequada para atingir os objectivos operacionais pretendidos. Assim sendo, foi escolhido para ser implementado, o conversor com a topologia assimétrica partilhada cujo circuito esquemático genérico está representado na figura 2.19.

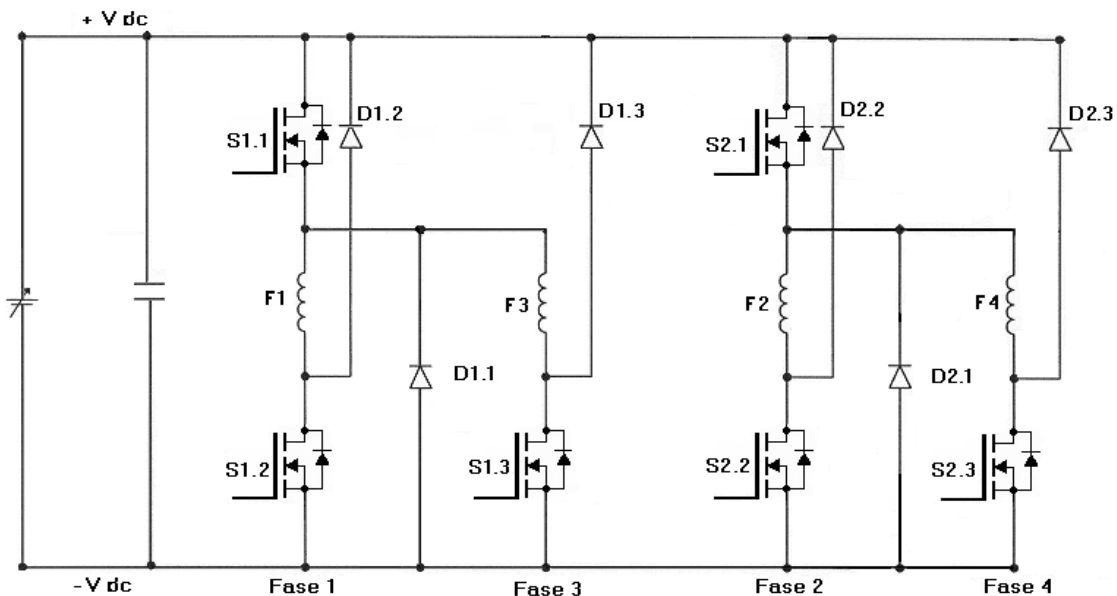


Figura 2.19: Esquema eléctrico dos braços de potência do conversor.

O conversor apresentado na figura 2.19 é constituído por 6 dispositivos de potência comandados ou interruptores de potência MOSFET. Os 2 MOSFET da parte superior são

partilhados, um para as fases pares e outro para as fases ímpares. Conforme a figura 2.17, o dispositivo de potência $S1.1$ está inserido no circuito eléctrico das fases $F1$ e $F3$ e o dispositivo $S2.1$ está inserido no circuito das fases $F2$ e $F4$. Os 4 MOSFET da parte inferior estão individualmente associados a cada enrolamento das fases de magnetização.

O conversor é também constituído por 6 díodos em “roda livre”. Os díodos $D1.1$ e $D2.1$ são também partilhados pelas fases ímpares e fases pares respectivamente. Os díodos de roda livre têm a finalidade de permitir a desmagnetização do circuito magnético e proteger os interruptores de potência nos instantes de existência de tensão inversa.

Esta configuração permite a operação individualizada das várias fases e a utilização de três níveis de tensão $-V$, 0 e $+V$. Este conversor é alimentado em tensão contínua proveniente de uma ponte rectificadora. Apresenta a vantagem de economizar componentes electrónicos relativamente à topologia clássica, contudo apresenta a desvantagem de diminuir a tolerância a falhas no caso de um dispositivo de potência partilhado se avariar.

Outra razão, não menos importante, prende-se com a implementação desenvolvida neste trabalho. A maior parte dos sistemas microprocessados de baixo custo existentes no mercado possuem um módulo de PWM . O módulo de PWM está normalmente dimensionado para comandar sistemas em pontes trifásicas. Significa que possuem seis saídas ou canais com comando individualizado ou complementar. Assim, a topologia proposta é a que melhor se adequa sem perda dos graus de liberdade exigidos na secção anterior.

Para evitar o ruído acústico por magnestostrição na MERC, provocado pela comutação, é proposto que os dispositivos de potência sejam comandados à frequência de 20 kHz, por esta ser inaudível. Para diminuir as interferência electromagnéticas (EMI) nos circuitos electrónicos periféricos decorrentes da comutação, é proposto aplicar o modo de comutação *soft chopper*.

2.4.2 Característica de Funcionamento

Devido à estrutura de ligação dos semicondutores deste conversor é possível aplicar várias estratégias de comutação. Porém, só será analisada a estratégia de comutação *soft chopper*.

Para concretizar a estratégia de comutação proposta a actividade dos dispositivos de potência pode ser caracterizada de forma a resumir-se em três modos de funcionamento, conforme a figura 2.20.

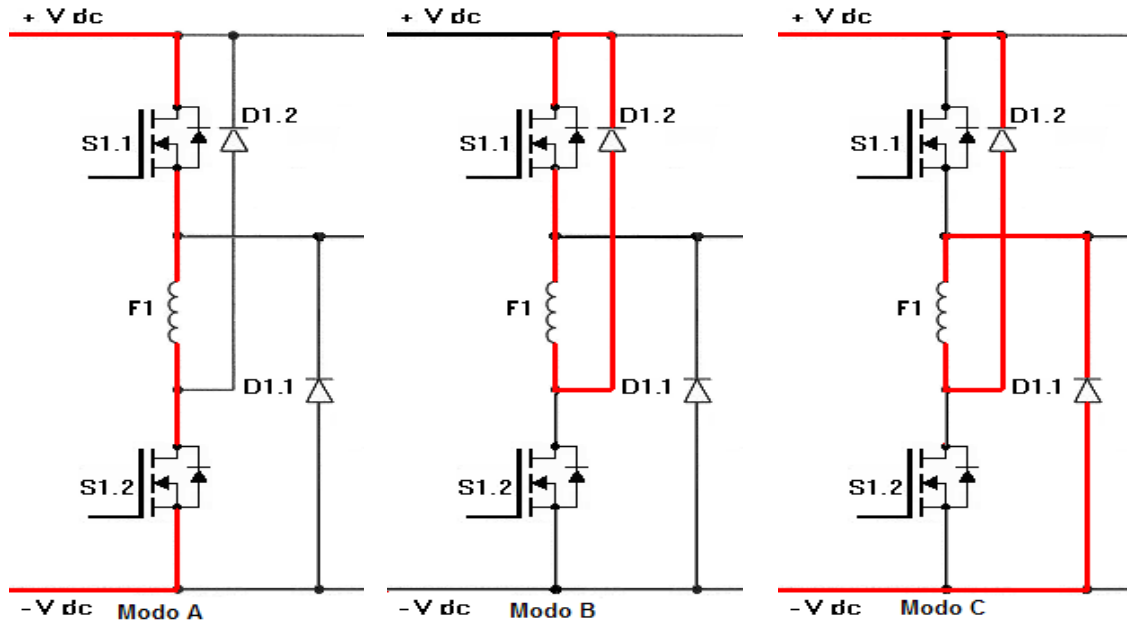


Figura 2.20: Modos de funcionamento do conversor.

O modo A, apresentado na figura 2.20, é utilizado para magnetizar a máquina, ou seja, criar o fluxo magnético no pólo da máquina e consiste em estabelecer o circuito eléctrico através da condução dos dispositivos *SI.1* e *SI.2*, ficando a bobina da fase *F1* sujeita à tensão de alimentação $+V$.

Os modos B e C da figura 2.20 são dois modos de desmagnetização da máquina. No modo B, o dispositivo *SI.2* está ao corte enquanto que o *SI.1* está à condução. A bobina da fase *F1* está submetida a uma tensão nula produzindo-se a desmagnetização progressiva através do *DI.2* e *SI.1* dependente da constante tempo do circuito. O modo C surge a partir do instante em que os interruptores de potência *SI.1* e *SI.2* estão ambos ao corte efectuando-se a desmagnetização através da condução dos díodos *DI.1* e *DI.2* ficando a bobina da fase *F1* submetida à tensão $-V$.

Para proporcionar o movimento do veio, para além da correcta sincronização da operação de estabelecimento e extinção da corrente com a posição do veio na região adequada da característica magnética de cada fase, é fundamental a conjunção dessa operação com a sequência de fases a serem excitadas.

Devido ao que já foi exposto, é recomendado que os dispositivos de potência partilhados, $S1.I$ e $S2.I$, estejam continuamente em condução quando $\theta_{on} \leq \theta < \theta_{off}$ e estejam ao corte para todos os restantes valores de θ num passo polar. Assim, limitados pelo θ_{on} e θ_{off} , o $S1.I$ entrará à condução sempre que a fase a activar durante a sequência das fases de magnetização, seja F1 ou F3. Da mesma forma, $S2.I$ entrará à condução sempre que a fase a activar na mesma sequência, seja F2 ou F4.

Devido à estrutura de ligação e ao funcionamento dos dispositivos, conforme foram definidos, constata-se que em cada dispositivo de potência comandado / partilhado só circula a corrente absorvida por uma fase de cada vez. Deste modo, os dispositivos comandados só precisam de ser dimensionados para as grandezas eléctricas de uma fase mas com períodos de operação distintos. Aos dispositivos de potência da parte inferior da topologia são aplicados os sinais de comando do *PWM* enquanto θ pertencer ao intervalo angular definido por $\theta_{on} \leq \theta < \theta_{off}$.

Assim, em termos dinâmicos, a estratégia de comutação utilizada consiste na aplicação do modo A e B, alternadamente, no funcionamento do conversor enquanto $\theta_{on} \leq \theta < \theta_{off}$ passando para o modo C quando $\theta \geq \theta_{off}$. Significa que no intervalo angular $[\theta_{on}, \theta_{off}]$ efectuem-se várias magnetizações e desmagnetizações da máquina em conformidade com o sinal de comando do *PWM* aplicado ao dispositivo inferior da topologia. Durante este intervalo angular o conversor apresenta um modo de funcionamento que se denomina por *soft chopper* por efectuar uma desmagnetização que é considerada suave. Para os valores de $\theta \geq \theta_{off}$ surge a tensão negativa que provoca a desmagnetização brusca.

Também era possível aplicar outras estratégias de comutação contudo menos interessantes para a concretização deste trabalho. Por exemplo, a estratégia denominada por *hard chopper* que é caracterizada pela aplicação do modo A e C alternadamente no funcionamento do conversor enquanto $\theta_{on} \leq \theta < \theta_{off}$ passando para o modo C quando $\theta \geq \theta_{off}$. Porém, no contexto do controlo de posição angular, esta estratégia de comutação, embora mais simples do que a anteriormente apresentada, permite uma resposta mais brusca e rápida, com o inconveniente de poder produzir oscilações de posição angular devido ao pequeno valor do momento de inércia total.

2.5 MODELIZAÇÃO E SIMULAÇÃO DA MERC

Nas secções anteriores as características da máquina estiveram em destaque por forma a ser melhor conhecida e assim permitir definir os parâmetros de operação. Nesta secção é fundamental a conjugação dos modelos matemáticos com as características da máquina e os parâmetros de operação. O comportamento dinâmico da MERC real pode ser determinado com relativa aproximação através de técnicas que actualmente são indispensáveis, e que são a aplicação da modelização da máquina e a simulação dos regimes dinâmicos pretendidos através de um software matemático num sistema de computação numérica (Low *et al.*, 1995 e Cundev e Petkovska, 2003). Este foi o percurso utilizado para definir, testar e seleccionar as técnicas de controlo de posição exequíveis de serem implementadas, num sistema microprocessado, assim como os modos de operação da máquina que em conjunto apresentaram os resultados mais promissores.

2.5.1 Método de Elementos Finitos

O cálculo dos campos magnéticos através do método de elementos finitos (FEM) é actualmente um método preciso e suficientemente rápido para permitir uma análise global eficaz, porém necessita do conhecimento rigoroso da estrutura física e magnética da máquina (Kowol *et al.*, 2009).

2.5.1.1 Introdução ao método

Foi utilizado o programa *Finite Element Method Magnetics (FEMM)* versão 4.1. Este *software* foi desenhado para resolver problemas planares em duas dimensões e problemas magnéticos de baixa frequência em sistemas com eixos simétricos. O *FEMM* foi utilizado para calcular a distribuição do campo magnético, sua intensidade assim como a amplitude do binário total.

No estudo e análise de campos magnéticos que são independentes do tempo (magnetostática) por serem produzidos por correntes eléctricas constantes, ou por correntes eléctricas de baixa frequência, considera-se desprezável a corrente de deslocamento, obedecendo à expressão

(2.26), onde \vec{H} é o campo magnético, \vec{B} a indução magnética e \vec{J} a densidade de corrente eléctrica.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (2.26)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.27)$$

A relação entre \vec{B} e \vec{H} depende da permeabilidade magnética do material (μ) conforme (2.28).

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.28)$$

O *FEMM* satisfaz as expressões (2.26) a (2.28) através da abordagem ao vector de potencial magnético, \vec{A} , que se relaciona com a indução magnética através de (2.29)

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (2.29)$$

Assim sendo, a definição (2.29) de \vec{B} satisfaz a expressão (2.27) e (2.26) e pode ser reescrita em (2.30) para resolver os problemas magnetostáticos do material ferromagnético isotrópico com relação $B-H$ não linear.

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(\vec{B})} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (2.30)$$

O procedimento fundamental na aplicação da análise por elementos finitos é a divisão da geometria da máquina em elementos simples de dimensão finita. Estes elementos são geralmente triângulos ou quadriláteros que formam a malha reticulada cujos nós são pontos de análise ou de cálculo. No caso do *FEMM* o domínio do problema é discretizado utilizando somente elementos triangulares. A solução é aproximada por interpolação linear do valor do potencial calculado nos três vértices do triângulo.

Alguns aspectos devem tomar-se em consideração no desenvolvimento do modelo no *FEMM* tais como: a simetria do campo magnético deve ser preservada através da simetria da malha de análise; a transição entre as dimensões reticulares da malha deverá ser o mais suave

possível, embora preferencialmente, a distribuição dos nós de cálculo na estrutura a analisar deva ser uniforme, com eventual aumento do tempo de processamento; o campo magnético para além dos limites de fronteira é desprezado ou tem um vector de potencial magnético nulo; o efeito de histerese é desprezado porque o material ferromagnético foi considerado isotrópico e portanto há uma única curva de magnetização; o efeito magnético nos topos das bobinas é ignorado.

O método do tensor de *Maxwell* é muito utilizado nos cálculos das forças electromagnéticas produzidas nas máquinas eléctricas. Este método foi utilizado para calcular a força por unidade de área produzida pelo campo magnético numa superfície. O diferencial de força produzido é calculado por (2.31) onde n indica a direcção normal à superfície no ponto de interesse.

$$d\vec{F} = \frac{1}{2} \left(\vec{H}(\vec{B}n) + \vec{B}(\vec{H}n) - (\vec{H}\vec{B})n \right) \quad (2.31)$$

Após a determinação da força é calculado o binário relativo ao ponto da coordenada de referência (0,0) do programa. Isso implica que a geometria da máquina deverá estar centrada nesse ponto.

Para efectuar uma simulação no *FEMM* é necessário percorrer três fases distintas: pré-processamento, processamento e pós-processamento. No pré-processamento define-se: a geometria do domínio do problema a ser analisado; a discretização do problema definindo a dimensão dos elementos utilizados; as zonas de maior concentração dos elementos; as características físicas dos materiais que constituem o domínio (a estrutura de ferro do rotor e do estator, o entreferro de ar e os enrolamentos de cobre); a amplitude da corrente de excitação e as condições de fronteira do domínio. O processamento consiste em efectuar os cálculos com base nas matrizes do sistema de equações que foram preenchidas com os parâmetros definidos no pré-processamento. No pós-processamento é realizado a análise e tratamento de dados da solução obtida durante o processamento. Conforme o objectivo pretendido os resultados podem ser visualizados graficamente ou determinar outras grandezas derivadas num determinado ponto ou superfície do domínio.

2.5.1.2 Modelização e simulação da MERC com o FEMM

Como já foi referido, o objectivo de utilizar métodos de simulação e em particular o modelo magnético da MERC em estudo, é para determinar a existência de equilíbrio de binários em regime permanente produzidos por duas fases simultaneamente excitadas com correntes contínuas de amplitudes distintas. Assim, para atingir esse objectivo várias etapas foram percorridas, as quais são descritas sucintamente.

Primeiramente, tal como já foi referido na introdução ao *FEMM*, no desenvolvimento do pré-processamento, foram introduzidos todos os parâmetros geométricos da estrutura do rotor e do estator, os quais foram medidos directamente na máquina, assim como a definição das características físicas do material que compõe a máquina. Os parâmetros relativos ao circuito magnético foram desenvolvidos através da característica magnética aproximada, dada através da curva B/H que foi determinada experimentalmente na situação de pólos alinhados. Finalmente foi definida a dimensão dos elementos da malha reticular conforme se observa no exemplo da figura 2.21, na posição angular de 12° com 7802 elementos.

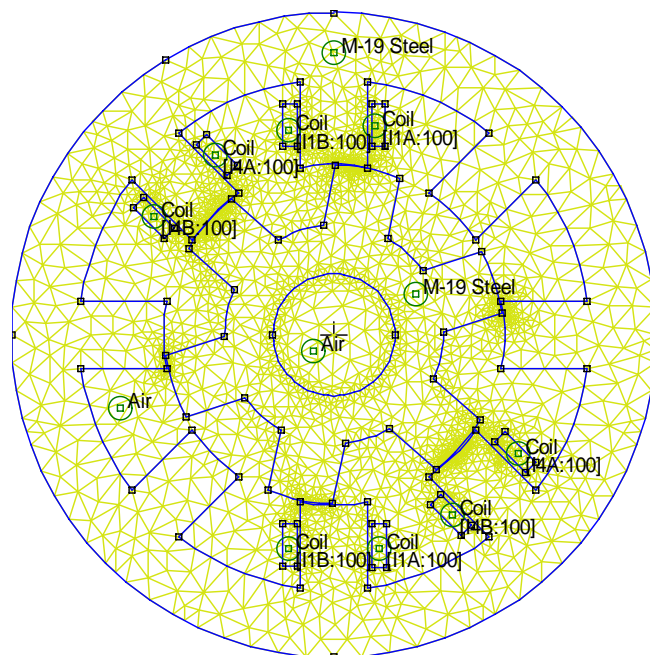


Figura 2.21: Representação da malha reticulada aplicada à MERC.

Após a introdução da geometria da máquina e dos parâmetros do seu circuito magnético procedeu-se à verificação e validação do modelo desenvolvido no *FEMM* que foi comparado com o levantamento experimental do binário apresentado na figura 2.7 e reproduzido na figura 2.22 para os mesmos valores de corrente de magnetização / posição. Verifica-se na

figura. 2.22 que a aproximação é aceitável. O erro do binário obtido através do *FEMM* é mais elevado entre -30° e -22° o que de facto não é importante em virtude desta zona não ser utilizada. A zona fundamental está compreendida entre -22° e 0° , onde foi encontrado um erro médio menor ou igual a 2% para cada valor de corrente. Da mesma forma, obtiveram-se valores de binário idênticos no intervalo 0° a 22° , validando-se o modelo desenvolvido.

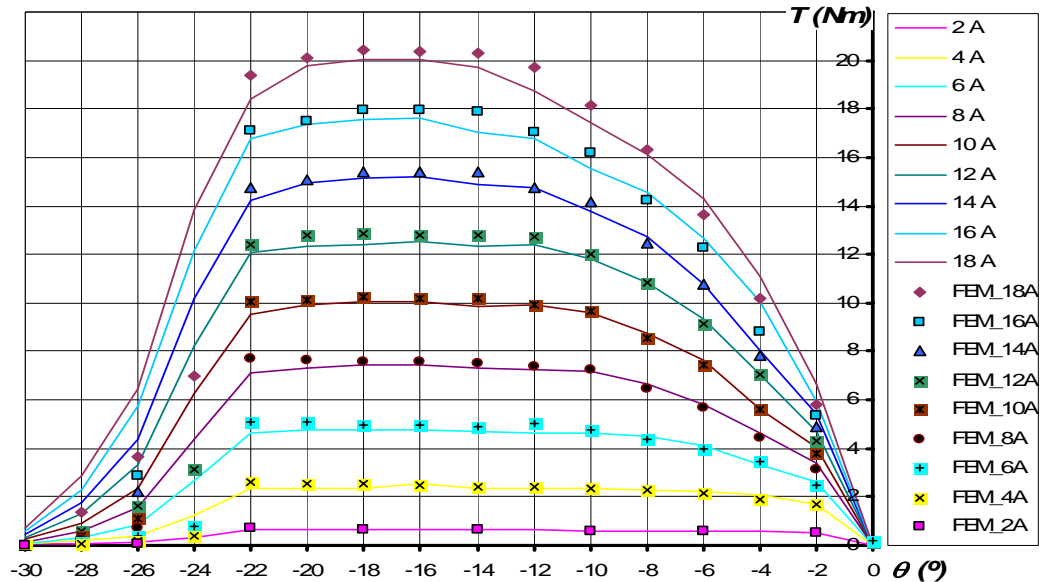


Figura 2.22: Característica do binário. Levantamento experimental versus resultado da simulação por elementos finitos *FEMM*.

Estando o modelo pronto, foi efectuada a simulação da activação de duas fases em diversas posições angulares e registado o valor total de binário obtido. O procedimento consistiu em excitar a fase 4 (F4), com uma corrente constante enquanto se variava o valor da corrente na fase 1 (F1). A posição do veio definida foi mantida até se obter um binário total próximo de 0 Nm. Inicialmente considerou-se que o valor da corrente na F4 seria metade da corrente nominal (3 A) para permitir, caso necessário, maior gama de amplitude de valores para a outra fase. Este procedimento foi repetidamente executado para diversas posições angulares estando os valores de binário obtidos registados na tabela 2.2 e o comportamento electromagnético da máquina para duas posições angulares é apresentado na figura 2.23.

A tabela 2.2 apresenta os valores de corrente nas duas fases de modo a obter um binário de equilíbrio para cada posição testada e que foram $\theta = \{0^\circ, 2^\circ, 6^\circ, 10^\circ, 13^\circ, 15^\circ\}$. As posições angulares 0° e 15° são os limites do intervalo angular analisado e correspondem a duas posições de pólos alinhados consecutivos. As restantes posições angulares são posições intermédias entre as duas posições de pólos alinhados referidas.

Tabela 2.2 Valores de corrente e binário total em posições angulares.

Posição (°)	Fase 1 (A)	Fase 4 (A)	Binário (Nm)
0	3,5	3	0,02121
2	3,3	3	-0,01157
6	3,1	3	-0,03315
10	2,9	3	0,03713
13	2,7	3	0,04122
15	2,5	3	0,01631

Consideramos que os binários obtidos são de equilíbrio em virtude de serem de amplitude inferior ao do binário do atrito estático. O binário limite que vence o atrito estático foi experimentalmente obtido através da acumulação de massas conhecidas até ao limiar de um ligeiro movimento angular do veio. O binário assim determinado foi de 0,043 Nm.

A figura 2.23 apresenta o comportamento electromagnético da máquina obtido através do *FEMM* com as duas fases excitadas nas posições angulares do rotor de 6° e 13°.

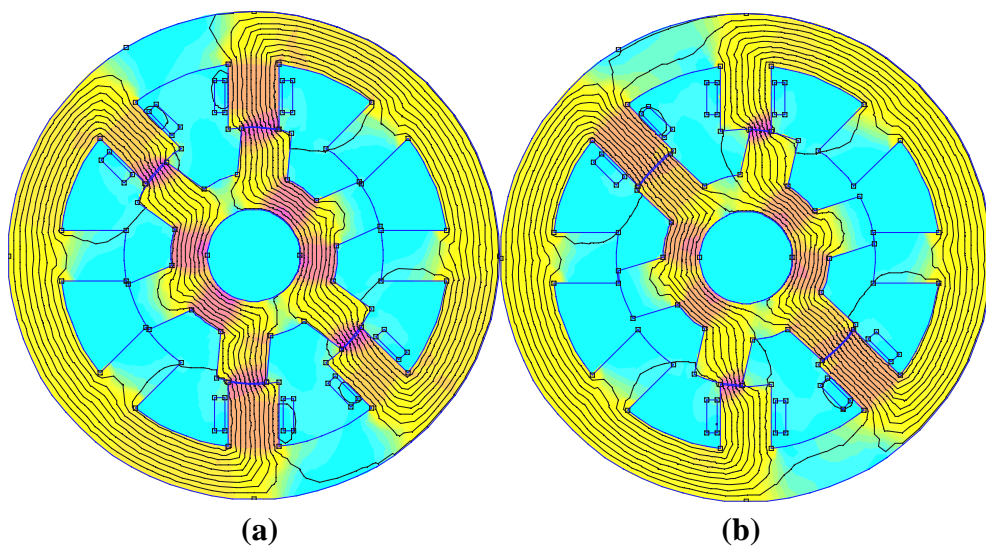


Figura 2.23: Simulação do comportamento electromagnético da MERC para as posições angulares de (a) 6° e (b) 13°.

Baseados nos valores de corrente de equilíbrio de binários dados na tabela 2.2 gerou-se a tabela 2.3 que demonstra a existência de um binário resultante superior ao binário ao do binário do atrito estático ($T_{\text{resultante}} > 0,043 \text{ Nm}$). Este binário resultante é provocado pela corrente da F1 quando se pretende mudar de posição angular do veio. Ou seja, se na posição de equilíbrio de 0° aplicarmos a corrente à F1 correspondente à posição de equilíbrio seguinte (posição de 2° cujo registo na tabela 2.2 assume o valor de 3.3 A) e efectuada a simulação, foi obtido o valor do binário resultante apresentado na tabela 2.3 e que foi de 0.1263 Nm. Ao

comparar este valor com o valor do binário de atrito estático temos a indicação que o veio do rotor se desloca.

Tabela 2.3 Valores de binário total produzido com a corrente da posição angular seguinte apresentado na tabela 2.2.

Posição (°)	Fase 1 (A)	Fase 4 (A)	Binário (Nm)
0	3,3	3	0,1263
2	3,1	3	0,12105
6	2,9	3	0,4599
10	2,7	3	0,10355
13	2,5	3	0,08802

2.5.1.3 Implementação e resultados experimentais

Para testar e validar os resultados obtidos através do *FEMM* implementou-se o princípio exposto num sistema experimental que a seguir se descreve. Foram aplicadas duas fontes de alimentação (V1 e V4) ligadas às fase contíguas, fase 1 (F1) e fase 4 (F4) conforme se mostra na figura 2.24. Um potenciómetro de precisão de 10 voltas foi aplicado ao veio da máquina através de rodas dentadas proporcionando a relação 1:4. Deste modo aumentou-se a resolução e sensibilidade da informação do ângulo percorrido pelo veio.

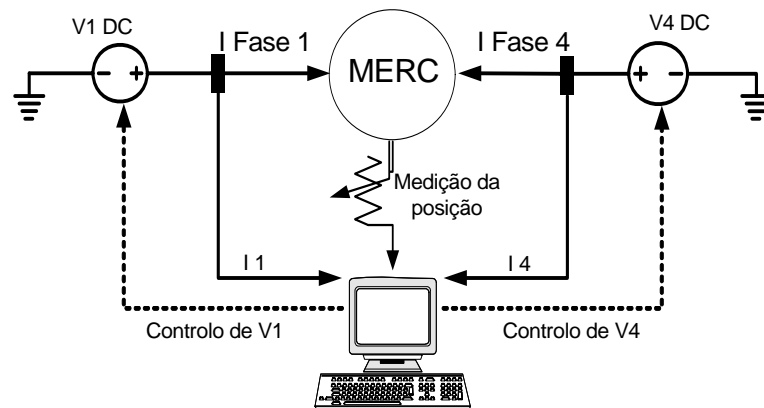


Figura 2.24: Diagrama da implementação

Foi desenvolvido um algoritmo de controlo da amplitude das correntes, em linguagem *Visual Basic* que através de uma placa de aquisição de dados impõe a grandeza de controlo às fontes de alimentação variando a amplitude das tensões.

Na figura 2.25 estão apresentados os resultados experimentais da corrente na fase F1 e na fase F4. A corrente em F4 é mantida constante ao passo que a corrente em F1 vai variando por

escalões. O valor do decremento a aplicar a cada escalão foi retirado da tabela 2.2 do resultado de simulação do FEMM.

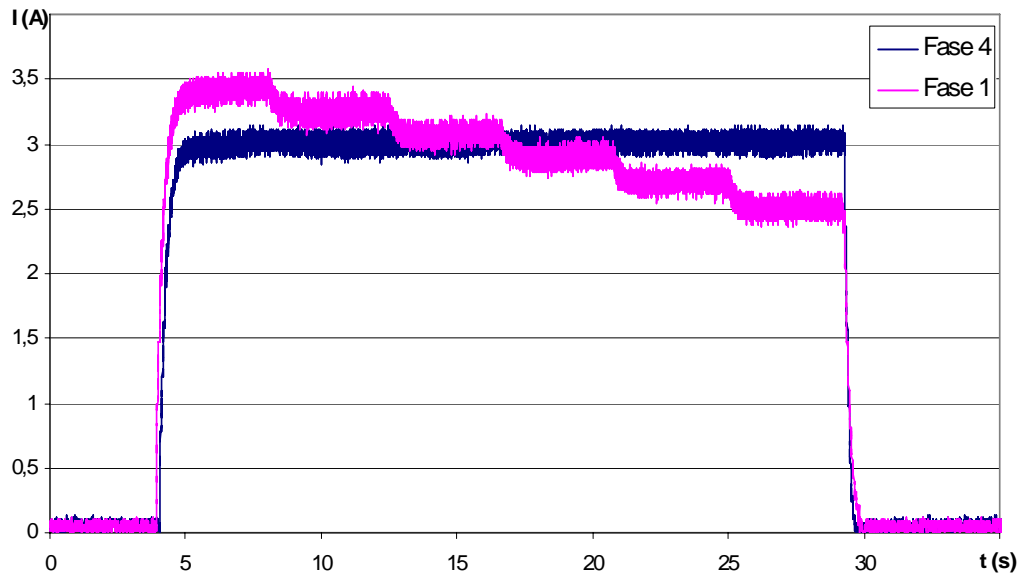


Figura 2.25: Andamento das correntes aplicadas à fase F1 e fase F4.

Em resposta à aplicação das correntes nas fases F1 e F4 obteve-se o andamento da posição angular do veio registada na figura 2.26. No primeiro patamar da corrente, há alinhamento de pólos de F1 representado pelos 0° , na figura 2.26. Para as posições angulares intermédias se manterem estáticas, a excitação das duas fases seleccionadas confirmam que se verifica o equilíbrio de binários na posição angular pretendida. No último patamar da corrente, o pólo do rotor ficou alinhado com o pólo do estator de F4, que é identificado pela posição angular de 15° .

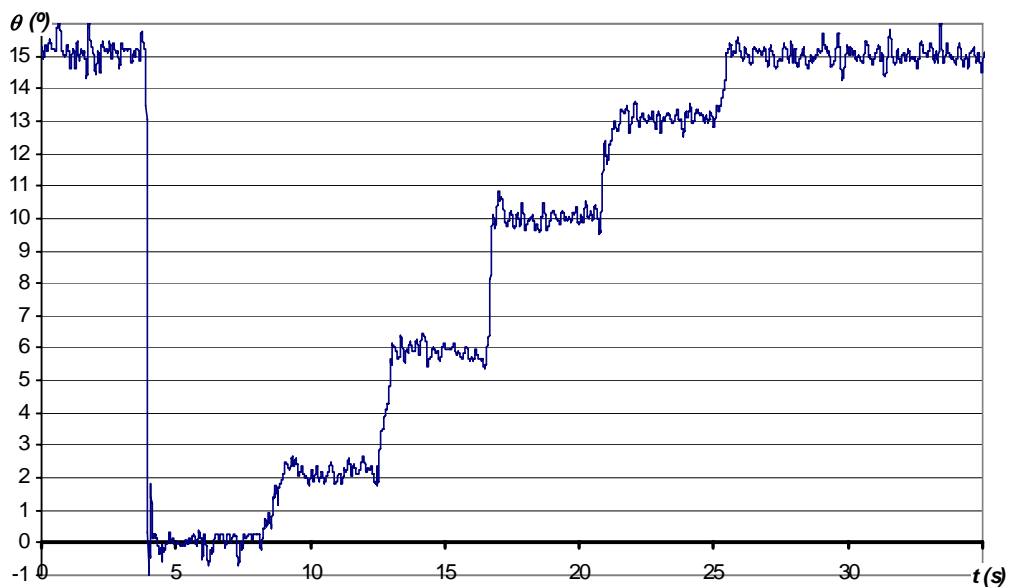


Figura 2.26: Andamento da posição angular do veio.

A tabela 2.4 apresenta os valores das correntes impostas a F1 no ensaio experimental e na simulação pelo *FEMM* para a mesma posição. Verifica-se que os valores médios experimentais são ligeiramente inferiores aos dos utilizados na análise pelo *FEMM*. O erro máximo é aproximadamente de 2% o que pode ser considerado aceitável validando-se o método utilizado.

Tabela 2.4 Valores da corrente no método experimental e no método de elementos finitos.

Posição angular (°)	Resultado Experimental Corrente (A) na Fase 1	FEMM Corrente (A) na Fase 1
0	3,43	3,5
2	3,26	3,3
6	3,08	3,1
10	2,89	2,9
13	2,7	2,7
15	2,51	2,5

2.5.2 Método de Computação Numérica

Matlab/Simulink®

Nesta secção é apresentado, sucintamente, o modelo da MERC 8/6 que foi implementado em Matlab-Simulink®. O sistema desenvolvido faz uso de algoritmos programados em Matlab® interligados com outros desenvolvidos na linguagem de blocos do Simulink®.

2.5.2.1 Introdução

A simulação da MERC tem evoluído no sentido de se utilizar modelos mais completos e complexos, considerando a saturação magnética, a temperatura e o ruído produzido pela máquina (Elliott *et al.*, 1995, Neves *et al.*, 1998, Vijayakumar *et al.*, 2008 e Chen *et al.*, 2010). Evidentemente que o desenvolvimento e utilização de modelos mais simplificados ou não, dependem sempre das características da aplicação final que são o alvo da simulação.

A simulação da MERC baseada num modelo simplificado, construído com o coeficiente de indução linear, permite observar o funcionamento da máquina e as suas particularidades. O facto do modelo ser simplificado conduz a resultados de simulação pouco rigorosos,

relativamente à realidade, contudo são considerados úteis para uma abordagem inicial e preparatória para o desenvolvimento de estudos mais profundos sobre a máquina.

A simulação baseada no modelo mais completo, em que as não linearidades da máquina estão representadas, é mais complexa e também mais exacta, requerendo um conhecimento mais profundo das suas características.

2.5.2.2 *Modelação e simulação da MERC no Matlab/Simulink®*

O modelo construído no Matlab/Simulink® é apresentado de forma sucinta nesta sub-secção. O modelo é baseado na combinação de três blocos principais que compõem o sistema; o bloco de controlador de posição, o bloco de comando e conversor e o bloco da MERC propriamente dita, representados na figura 2.27.

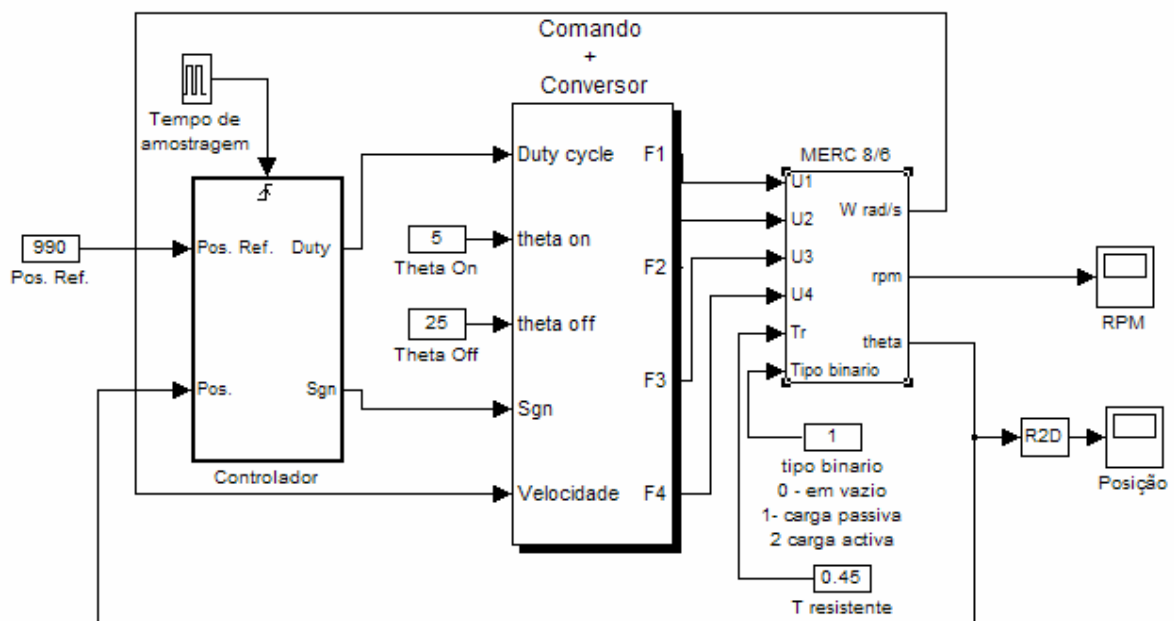


Figura 2.27: Modelo completo implementado no Matlab/Simulink®.

Nestes blocos estão incluídas as equações diferenciais, as equações algébricas e as equações condicionais. Durante a simulação, as equações diferenciais são resolvidas e actualizadas através do método de integração Runge Kutta de 4ª ordem, num passo muito pequeno desde o instante inicial. As equações algébricas e condicionais estão inseridas na solução do sistema através dos algoritmos que estão associados ao modelo da máquina.

O sistema mecânico da MERC, apresentada na figura 2.28, é dada pela expressão (2.8) onde as entradas são o binário electromagnético total e o binário resistente. A velocidade é a grandeza de saída que é obtida por integração da expressão (2.8) onde se inclui a retroação do binário de atrito viscoso. A posição angular é obtida por integração da velocidade.

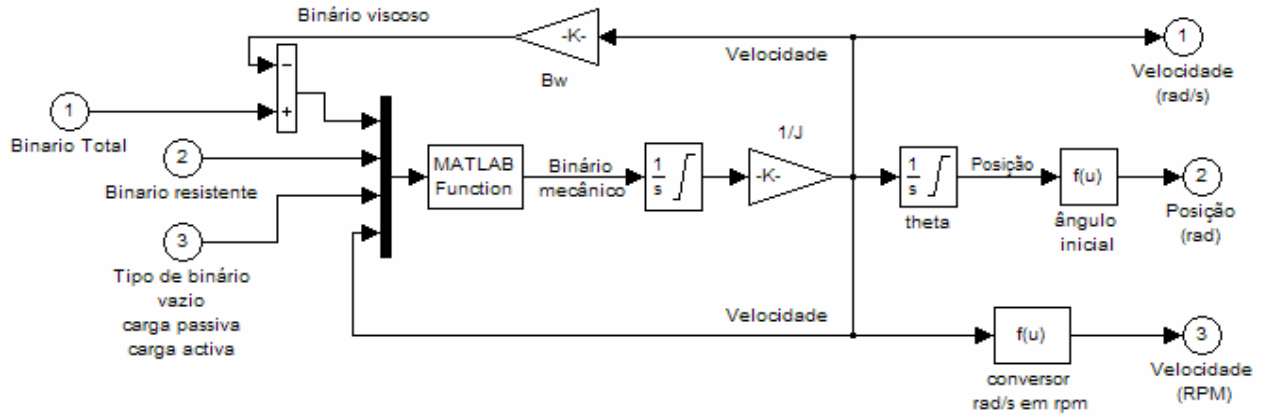


Figura 2.28: Modelo do sistema mecânico da MERC.

Na essência, uma fase da máquina é caracterizada pela expressão (2.3) e representada na figura 2.29. O fluxo é determinado através da equação (2.12) num processo de retroacção do valor da corrente. Como consequência o modelo da fase é composto por uma tabela $i(\Psi, \theta)$, da figura 2.3, com interpolação linear, gerada a partir da característica electromagnética, em que as entradas são o fluxo ligado e a posição angular e a saída é a corrente. A segunda tabela é composta pela característica do binário $T(\theta, i)$ da figura 2.6, onde as entradas são a corrente e a posição angular e a saída o binário.

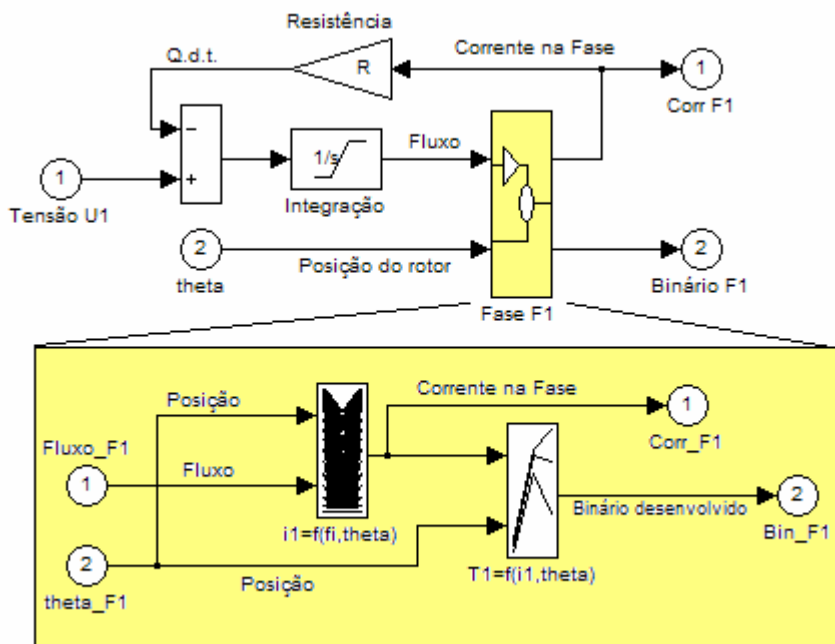


Figura 2.29: Modelo do sistema eléctrico da MERC.

O conversor estático, composto por equações algébricas e condicionais, foi simulado considerando operar dispositivos de potência ideais. Esta aproximação não é problemática, em virtude destes dispositivos estarem em série com a fase de magnetização indutiva que apresenta uma constante de tempo média de 35 ms que é muito maior do que o tempo de comutação (300 ns a 750 ns) dos referidos dispositivos. O conversor aplica a tensão de alimentação (+V, -V ou 0) ao modelo da máquina em função da estratégia de comutação implementada. A figura 2.30 apresenta os blocos que formam o braço de potência de uma fase e a parte do comando que impõe o quadrante de funcionamento à máquina, devidamente limitado pelo θ_{on} e θ_{off} , conforme é apresentado na figura 2.10.

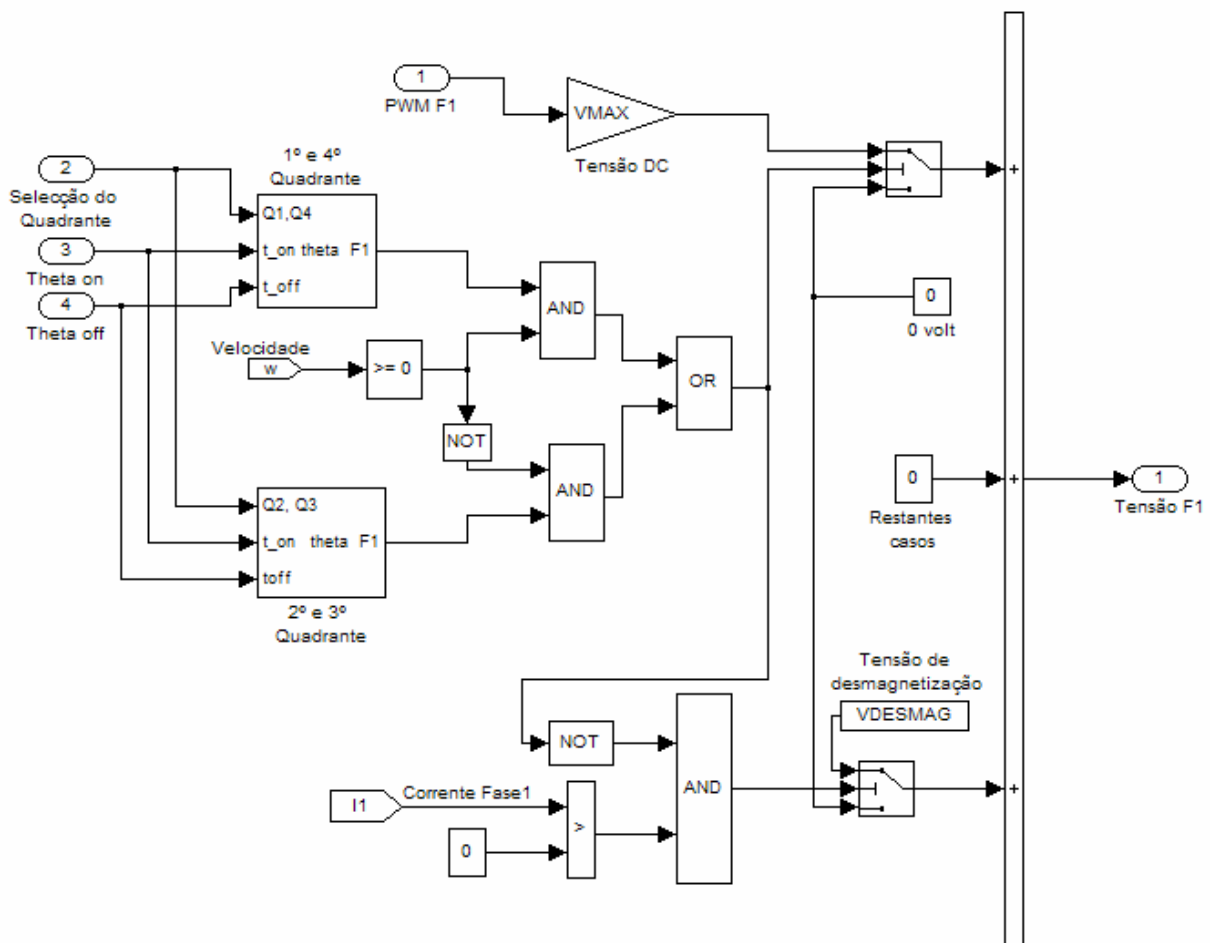


Figura 2.30: Modelo do braço de potência do conversor.

Com o modelo assim definido, seguem-se alguns gráficos demonstrativos dos resultados de simulação e dos resultados de simulação/experimental para análise e comparação do desempenho do modelo da máquina relativamente ao desempenho real.

O resultado da simulação apresentado na figura 2.31 consiste na resposta do modelo da máquina em vazio com controlo de posição a um escalão de referência de 320° . O sistema de controlo de posição clássico foi composto por dois controladores PID em cascata, no controlo da posição angular e da velocidade, no tempo contínuo e foi calibrado para fornecer uma resposta rápida, isenta de oscilações em torno da posição de referência e sem sobrelevação conforme se observa na figura 2.31. A saída do último controlador fornece uma corrente de referência a um regulador histerético de corrente por cada fase de magnetização.

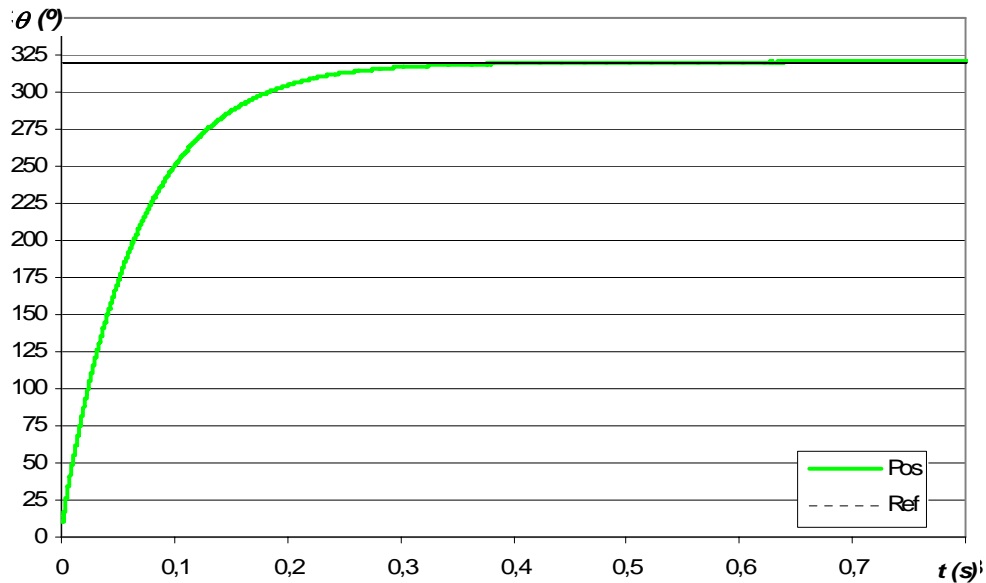


Figura 2.31: Resultado de simulação. Resposta posicional a um escalão de 320° .

Na simulação observa-se a dinâmica do rotor através do andamento da velocidade do veio da máquina na figura 2.32, ao longo do processo de posicionamento angular.

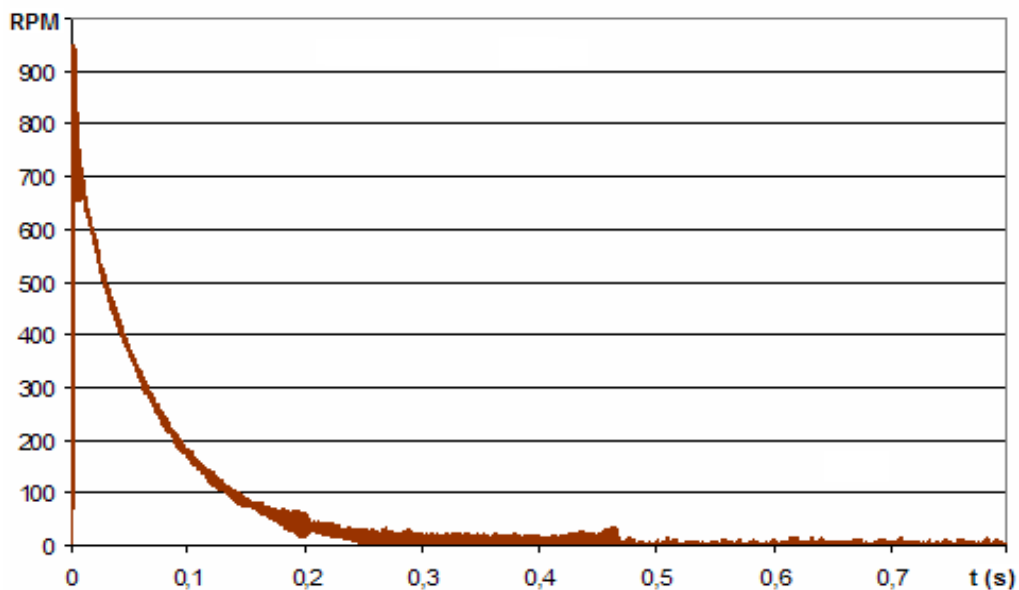


Figura 2.32: Resultado de simulação. Andamento da velocidade do veio da máquina.

Uma forma gráfica de confirmar que a posição angular de 320° é uma posição intermédia entre dois alinhamentos de pólos consecutivos é através do andamento do passo polar. A figura 2.33 apresenta os ciclos eléctricos completos do modelo, representados pelo andamento dos passos polares do rotor de 60° mecânicos, visto por cada fase. Na posição de referência pretendida ($t \geq 0.35s$), constata-se que nenhum passo polar (das fases F1, F2, F3 e F4) é coincidente com a posição angular de 30° que corresponde à posição de pólos alinhados.

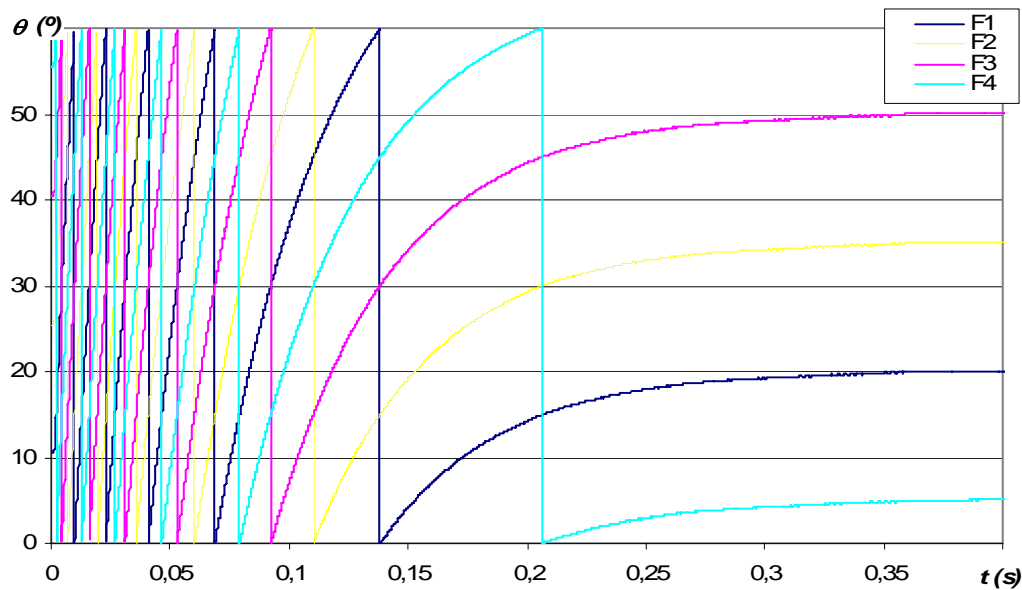


Figura 2.33: Resultado de simulação. Andamento dos passos polares do rotor.

Apesar dos resultados de simulação apresentados apontarem para a possibilidade de se efectuar o controlo de posição angular, o modelo ainda se encontra numa fase de desenvolvimento. Este modelo é considerado teórico por não ter em conta as particularidades que a implementação impõe. Assim, um modelo mais completo foi desenvolvido considerando a implementação do sistema de controlo num microprocessador. Significa que devido a uma taxa de amostragem o controlador foi discretizado. Assim, também a informação da posição angular foi discretizada de modo a simular um codificador incremental. A implementação do controlador PID discreto de posição em cascata fez com que o mesmo deixasse de ser elegível devido ao seu insatisfatório desempenho. Consequentemente foi desenvolvido o modelo com outros tipos de controlador de posição tendo em conta as diversas realidades da implementação. O resultado experimental e de simulação do modelo da máquina, com o controlador explanado e desenvolvido no terceiro capítulo, está apresentado na figura 2.34 e consiste na resposta do sistema global com controlo de posição a um escalão de referência de 247.5° . De referir que os andamentos da velocidade e corrente na fase do modelo são muito próximas dos respectivos andamentos

obtidos nos resultados experimentais. Esta realidade pode ser observada através da aproximação dos resultados obtidos na resposta do sistema no andamento da posição angular na figura 2.34.

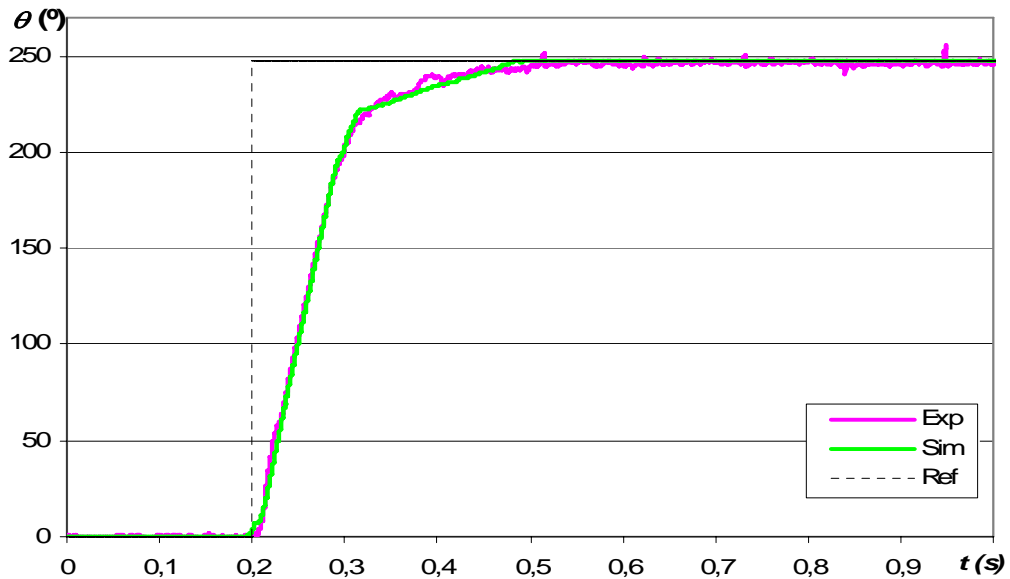


Figura 2.34: Resultados de simulação e experimental. Resposta a um escalão de 247.5°.

Este resultado experimental e de simulação foram obtidos com os parâmetros $\lambda = 40$ e $\alpha = 4500$ do controlador. Considera-se aceitável o modelo desenvolvido devido à aproximação dos resultados obtidos. Na figura 2.35 são apresentados os resultados de simulação e experimental no seguimento de uma função de referência rectangular (com patamares em 112.5° e 242.5°).

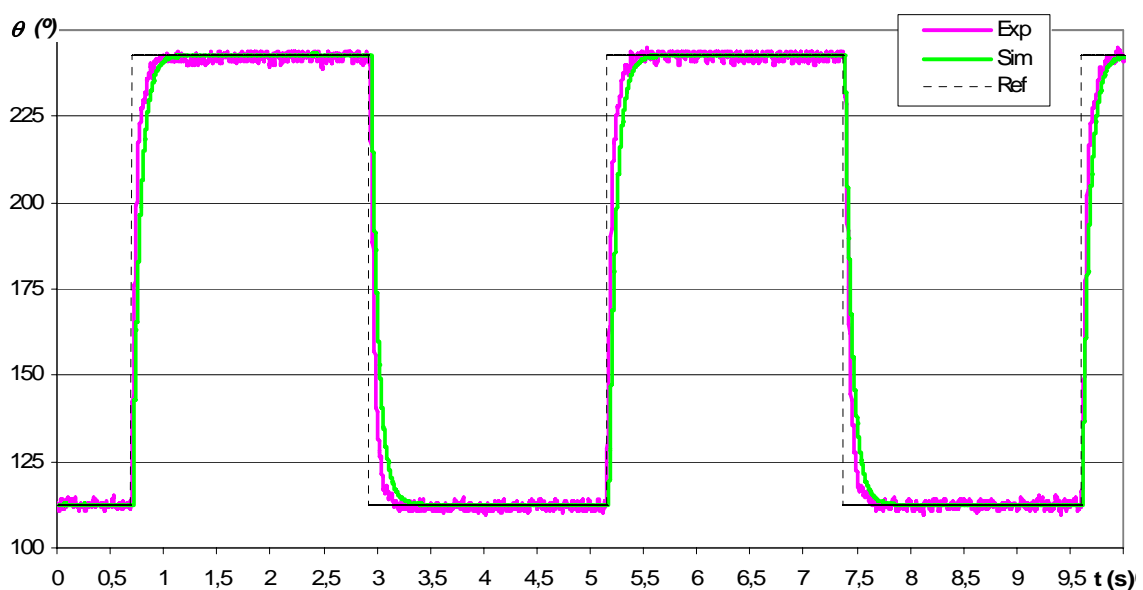


Figura 2.35: Resultado de simulação e experimental. Seguimento de uma função de referência rectangular de posição.

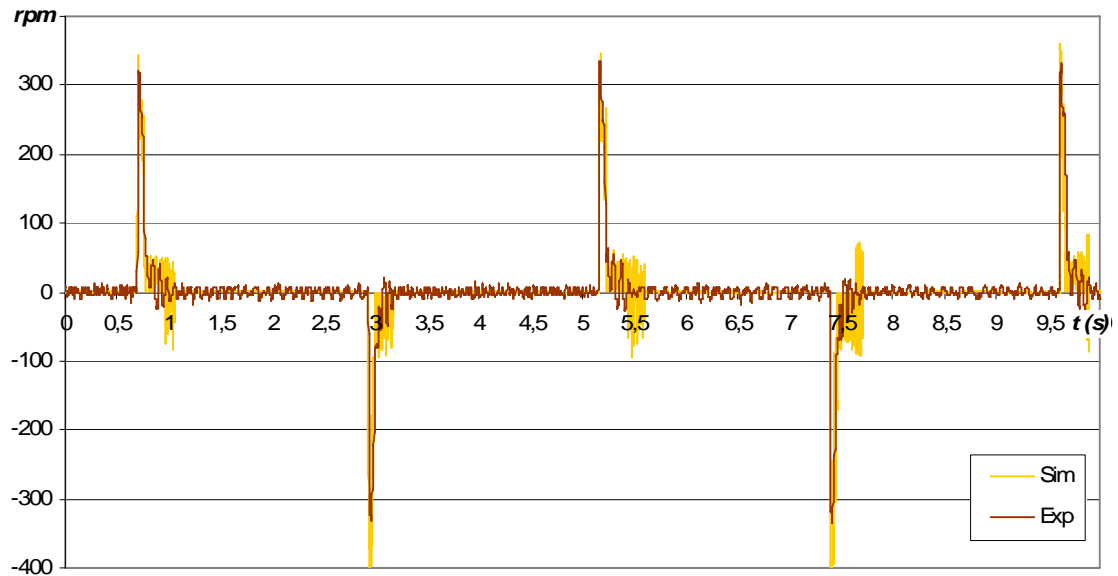


Figura 2.36 Resultado de simulação e experimental. Andamento da velocidade do veio na resposta à função rectangular da figura 2.35.

A figura 2.36 apresenta a dinâmica do andamento da velocidade do veio relativo à resposta do sistema à função rectangular de referência da figura 2.35. Observa-se a aproximação entre a resposta da simulação e a resposta experimental. O resultado de simulação apresenta, na proximidade da fase de estabilização da posição, uma maior oscilação no andamento da velocidade.

A figura 2.37 comprova que as posições angulares de 112.5° e 242.5° (posições de patamar da função rectangular da figura 2.31), são posições intermédias entre alinhamento de pólos por nenhum dos andamentos dos passos polares coincidirem com a posição de 30° .

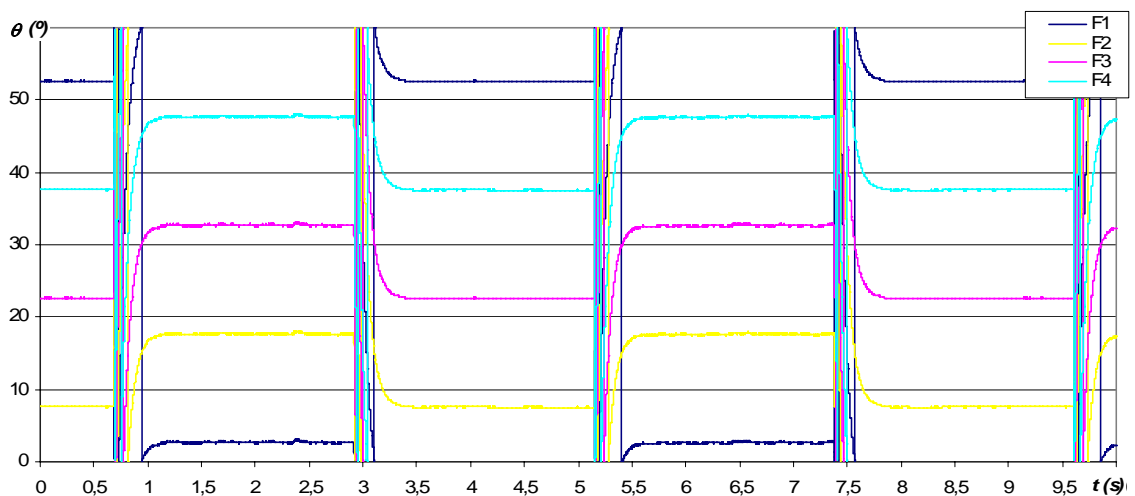


Figura 2.37: Resultado de simulação. Andamento dos passos polares do seguimento da função de referência rectangular da figura 2.31.

Finalmente, na figura 2.38, apresenta-se o resultado de simulação do modelo no andamento da posição angular no seguimento de funções de referência triangular e sinusoidal. A frequência da função triangular é de 500 mHz e a da função sinusoidal é de 400 mHz com posições limites de 170° e 40°.

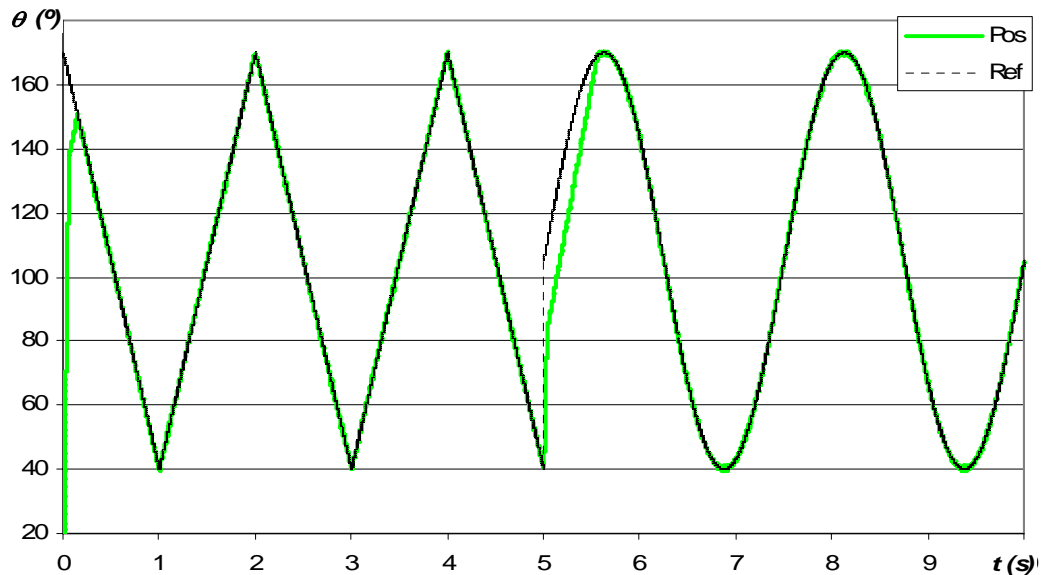


Figura 2.38: Resultado de simulação. Andamento da posição angular no seguimento de uma função triangular e sinusoidal.

O seguimento das funções de referência é considerado aceitável. Experimentalmente, o desempenho do sistema global no seguimento de funções será apresentado e comprovado no quinto capítulo.

O modelo da máquina e comando desenvolvido é considerado válido tendo sido utilizado em conjunto com diversos modelos de controladores para simular o controlo de posição angular. Assim, foi possível determinar o sentido da investigação e trabalho que é apresentado neste documento, em termos do tipo de controlador a implementar, tendo em conta os objectivos pretendidos. Também foi importante testar com o modelo da MERC vários algoritmos que ao se considerarem aceitáveis foram posteriormente implementados nos protótipos.

2.6 ANÁLISE TEÓRICA COMPLEMENTAR

As secções anteriores caracterizaram a MERC assim como os parâmetros de operação. As metodologias para posicionar o veio da máquina foram apresentadas contudo algumas questões ainda não foram colocadas nem debruçadas.

A MERC, devido à sua versatilidade, pode responder eficazmente a grande parte das exigências dos accionamentos eléctricos, podendo ser desenhada e projectada para um caso concreto. Tendo em conta o elevado grau de liberdade que a máquina de relutância permite, em termos do número diferenciado de pólos no rotor e de pólos no estator e também devido à grande variedade de arcos polares que esses pólos podem ter, uma questão pode ser colocada. Qual a combinação destes factores, isto é a tipologia da MERC, que pode contribuir para melhorar a sua adequação (desempenho global) no contexto de um accionamento com controlo de posição angular?

Para tecer uma hipótese sobre este tema, algumas considerações de partida devem ser estabelecidas:

- a máquina de referência é a MERC 8/6, em estudo neste trabalho;
- somente são analisadas as MERC regulares;
- devem poder operar nos 4 quadrantes;
- a redução da complexidade do sistema e dos custos do accionamento é um factor primordial;
- o principio de posicionamento angular do veio a aplicar é o que foi explanado na secção anterior (2.3.2.3).

Inicie-se o estudo por analisar as máquinas com maior número de fases e pólos do que a MERC 8/6 em estudo. Verifica-se que, quanto maior o número de fases de magnetização individualizadas (uma bobina por fase), maior a complexidade do sistema de comando e menor o intervalo angular proporcionado para o equilíbrio de binários. Assim como, para um número elevado de pólos é inevitável a diminuição da taxa do coeficiente de indução com a posição angular, diminuindo a amplitude do binário produzido. Isto devido à maior proximidade dos pólos com consequente diminuição da relutância do circuito magnético com a posição. Como consequência aumenta o valor mínimo do coeficiente de indução e diminui o

rácio de conversão de energia (Miller, 1993). Segundo Miller esta é a razão pela qual as máquinas com elevado número de pólos e fases não são tão apelativas.

Restam as máquinas com número de fases e pólos menor do que a MERC 8/6 em estudo. Neste caso o comando dessas máquinas é mais simples, requerem menos componentes e menor volume de circuito magnético e, conseqüentemente, mais económicas.

Na máquina monofásica, devido à sua construção, não é possível aplicar o conceito de equilíbrio de binários nem operar nos 4 quadrantes. As máquinas bifásicas (4/2) são unidireccionais e também não operam nos 4 quadrantes. Estas máquinas não são adequadas para serem utilizadas num accionamento com controlo de posição. Resta a máquina trifásica (6/4). Esta MERC (6/4) opera nos 4 quadrantes e é possível aplicar o conceito de equilíbrio de binários. A MERC (6/4) apresenta um ciclo eléctrico de 90° mecânicos e um intervalo angular de sobreposição de 30° , como se observa na figura 2.39, onde está representada a sua característica típica do binário em pu.

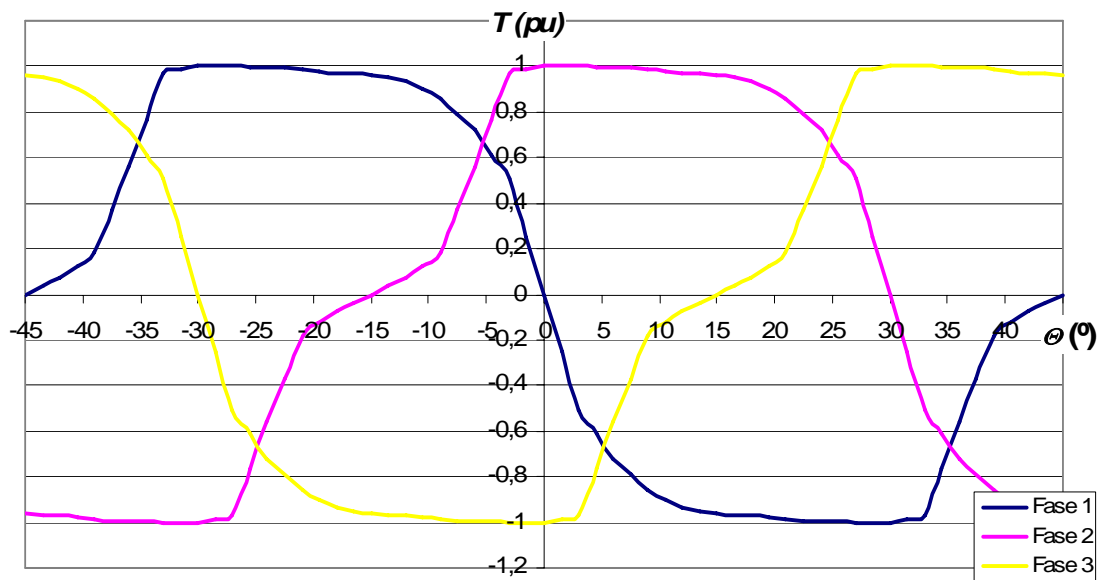


Figura 2.39: Andamento típico do binário estático de uma MERC trifásica 6/4.

A MERC (6/4) tem o inconveniente de apresentar maiores oscilações de binário em regime permanente. Porém, apresenta a vantagem de possuir um intervalo angular (30°) que é o dobro do que a MERC (8/6) permite, conforme se observa na figura 2.39 comparando com a figura 2.9. Da observação da figura 2.39, extrai-se a conjugação das fases da máquina que são convenientes para se obter o equilíbrio de binários, nos intervalos angulares, e que está apresentada na tabela 2.5.

Tabela 2.5 Sinal do binário desenvolvido nos intervalos angulares.

Intervalo angular (°)	0° a 30°	30° a 60°	60° a 90°
Binário positivo	Fase 2	Fase 3	Fase 1
Binário negativo	Fase 1	Fase 2	Fase 3

A MERC (6/4) apresenta melhores condições do que a MERC (8/6) do ponto de vista da sua aplicação num accionamento com controlo de posição angular, porque apresenta um menor número de fases. Este simples facto implica que a MERC (6/4) seja:

- Construtivamente mais económica por possuir menos bobinas, menos pólos salientes no rotor e estator, diminuindo a sua volumetria (menos 5 a 7% relativamente à MERC (8/6)), massa inercial e peso total para a mesma potência;
- Apresenta menor frequência de trabalho da fase por rotação. A MERC (6/4) é de 4 ciclos de funcionamento da fase por rotação contra 6 ciclos de funcionamento da fase por rotação da MERC (8/6). Isto tem implicações ao nível do comando e no dimensionamento dos dispositivos de potência do conversor, que se caracterizam por requererem menos exigência dos mesmos e consequentemente menos onerosos;
- Requer um sistema de comando menos complexo devido ao menor número de fases e de suas sequências/combinações. Esta menor complexidade do comando contribui para que seja possível aplicar microcontroladores com menor velocidade de processamento. Também é razoável considerar-se que o desenvolvimento do algoritmo de comando apresente custos mais baixos;
- O conversor electrónico é mais económico, com menos equipamento associado, tais como drivers, optoacopladores, fontes de alimentação individualizadas, sensores de corrente, entre outros;
- Apresenta um maior intervalo angular útil para o equilíbrio de binários entre duas fases de magnetização, o que simplifica a operação da máquina no controlo de posição.

Para além do número de pólos, também se podem equacionar os arcos polares dos pólos do rotor e do estator. Para tal é necessário utilizar uma ferramenta de análise denominado por triângulo da exequibilidade.

2.6.1 O Triângulo de Exequibilidade

2.6.1.1 Introdução

Lawerson (Lawerson *et al.*, 1980) propôs o triângulo de exequibilidade como ferramenta de apoio ao desenvolvimento do projecto de máquinas de relutância regulares, conforme a figura 2.40.

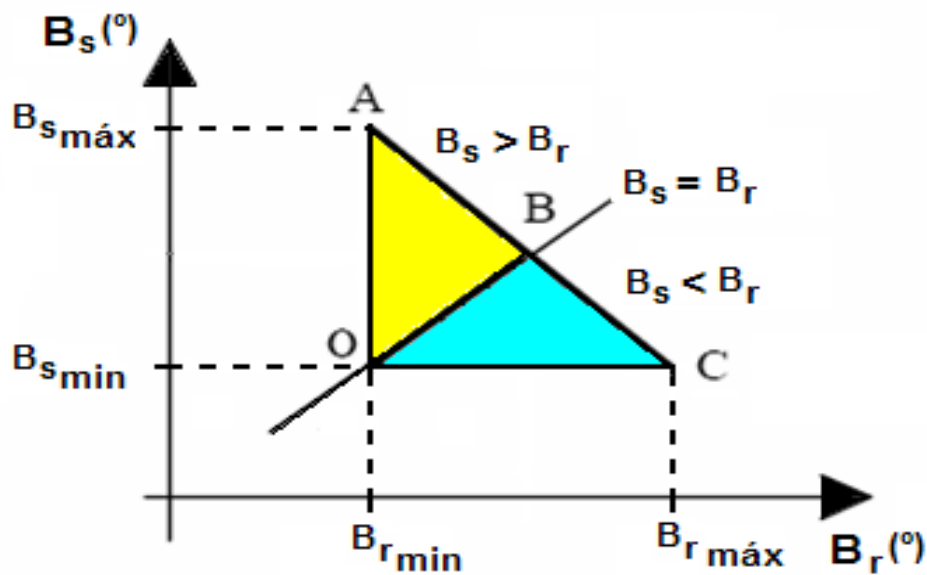


Figura 2.40: Representação do triângulo de exequibilidade.

Este triângulo permite relacionar os arcos polares do rotor e do estator conforme as restrições do projecto da máquina (Brisset e Brochet, 1998). É definido pelos vértices OAC gerados pelos segmentos de rectas OC e OA definidos por $B_{s\ min}$ e $B_{r\ min}$ respectivamente, que normalmente são iguais e são obtidos através da expressão (2.32), onde N_f é o número de fases e N_r o número de pólos do rotor. Ao respeitar a condição imposta dada pela equação (2.32) está a ser garantida a continuidade sucessiva de binários desenvolvidos pelas fases.

$$B_{s\ min} = B_{r\ min} = \frac{2\pi}{N_f N_r} \quad (2.32)$$

O segmento de recta CA é definido pelos pares ordenados $(\varphi_s, B_{s\ min})$ e $(B_{r\ min}, \varphi_s)$, sendo φ_s o passo polar do estator dado pela expressão (2.33), onde N_s é o número de pólos do estator.

$$\varphi_s = \frac{2\pi}{N_s} \quad (2.33)$$

Outra forma de determinar o segmento CA é através da definição de $B_{s \max} = B_{r \max} = \varphi_s$ ficando o ponto $C = (B_{s \min}, B_{r \max})$ e o ponto $A = (B_{s \max}, B_{r \min})$.

O segmento de recta OB (com declive = 1) divide o triângulo da exequibilidade em duas partes iguais e corresponde à linha que é composta por pares ordenados cujos elementos são iguais. Isto é, o ponto $B = (B_r, B_s)$ tais que $B_s = B_r = 0.5 \varphi_r$, que provém da condição limite da expressão (2.35), e o ponto $O = (B_{r \min}, B_{s \min})$, onde φ_r é o passo polar do rotor e é dado pela expressão (2.34).

$$\varphi_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad (2.34)$$

O triângulo de exequibilidade assim dividido forma dois triângulos iguais com significados físicos distintos caracterizados pela simetria que as dimensões dos arcos polares podem assumir. Isto é, o triângulo superior, de cor amarela na figura 2.40, é caracterizado por definir máquinas com dimensões de arcos polares do estator maiores do que os arcos polares do rotor. O triângulo inferior, de cor azul na figura 2.40, é caracterizado por definir máquinas com dimensões de arcos polares do estator menores do que os arcos polares do rotor. Por razões de disposição dimensional dos enrolamentos é preferível que os arcos polares do estator sejam de menores dimensões do que os arcos polares do rotor. Assim, continua-se a análise com foco no triângulo inferior. Os arcos polares seleccionados deverão respeitar o limite imposto pela expressão (2.35).

$$B_s + B_r < \varphi_r \quad (2.35)$$

A figura 2.41 apresenta o triângulo de exequibilidade da MERC (6/4) caracterizado pelas expressões já apresentadas e onde se pode observar a infinidade de combinações possíveis de dimensões dos arcos polares, definida pela área circunscrita pelo triângulo inferior.

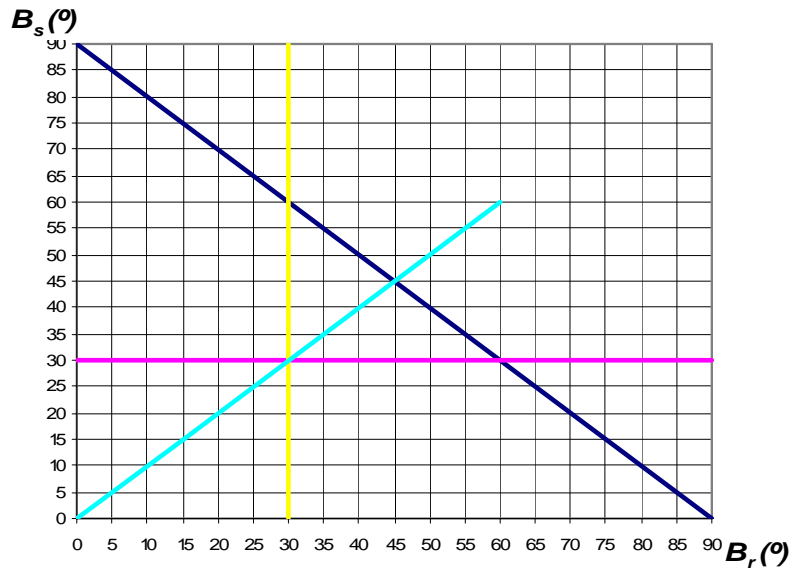


Figura 2.41: Triângulo da exequibilidade da MERC (6/4).

Para a análise da dimensão dos arcos polares para a aplicação pretendida considera-se, para facilitar a exposição, que o perfil do coeficiente de indução é linear.

2.6.1.2 *Análise dos arcos polares da MERC 6/4*

O valor do arco polar B_s é geralmente imposto por considerações que se prendem com a produção de binário pulsante. O arco polar B_r é escolhido segundo restrições do momento de inércia e da característica dinâmica do binário/velocidade pretendida. Quanto maior for a dimensão do arco polar do rotor, maior o momento de inércia do rotor.

Um valor muito elevado de B_r produz uma característica linear do coeficiente de indução com um patamar no topo muito prolongado. É o caso típico da combinação dos arcos polares definidos pelo vértice C , do triângulo de exequibilidade da figura 2.40, devido ao prolongado intervalo angular de sobreposição dos pólos ($B_s < B_r$), apresentado na figura 2.42 (C). Esta prolongada sobreposição de pólos permite, durante este patamar do coeficiente de indução, efectuar a desmagnetização em regime de velocidade mas é inútil em termos de produção de binário, consequentemente, o posicionamento do veio nesse intervalo angular, com o contributo desta fase, é improvável.

O valor mínimo de B_r permite uma maior taxa do coeficiente de indução. É o caso típico da combinação dos arcos polares definidos pelo vértice O , da figura 2.40. Apesar de permitir aumentar a relação peso-potência da máquina, o prolongado patamar com coeficiente de indução mínimo, tal como a figura 2.42 (O) apresenta, pode comprometer a continuidade na sucessão de binários opostos passíveis de serem equilibrados. A razão reside no facto de serem ângulos polares mínimos, 30° , o que pode permitir uma eventual instabilidade nos binários opostos nas posições limites ou próximas de binários nulos.

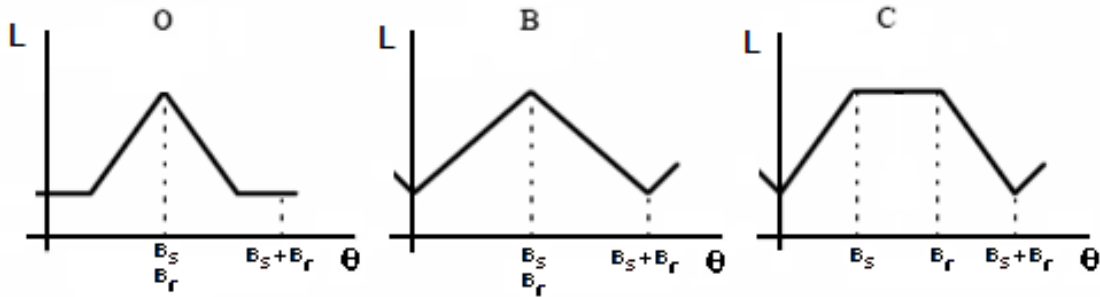


Figura 2.42: Coeficiente de indução linear correspondente aos arcos polares dos vértices O , B e C do triângulo da exequibilidade da figura 2.40.

A combinação de arcos polares definidos pelo vértice B da figura 2.40, cujo coeficiente de indução está representado na figura 2.42 (B), é caracterizado por $B_s = B_r$ e por terem ângulos polares muito maiores do que 30° . Neste caso verifica-se que há uma continuidade na sucessão de equilíbrios de binários opostos porém, não permite uma dinâmica binário/velocidade tão elevada quanto a combinação anteriormente apresentada. A diminuição da dinâmica binário/velocidade surge devido à diminuição da taxa do coeficiente de indução e ao aumento do momento de inércia.

A optimização dos arcos polares é obtida através de um compromisso de interesses que por vezes são antagónicos. Os arcos polares devem ser o mais amplos possíveis para maximizar o coeficiente de indução quando alinhado e maximizar o fluxo ligado no pólo. Noutra perspectiva, se os arcos polares forem muito amplos, não há grande variação do coeficiente de indução num passo polar, diminuindo o binário produzido, assim como, aumenta o momento de inércia e consequentemente o peso da máquina, diminuindo a relação peso-potência.

Os arcos polares que proporcionam as características mais vantajosas em termos desta aplicação, são os da proximidade do vértice O do triângulo de exequibilidade e os da mesma dimensão angular. Porém, a necessidade de garantir o bom funcionamento do accionamento na proximidade das posições angulares de pólos alinhados obriga a aumentar a dimensão do

arco polar, acima do $B_{r \min}$. Para que esse aumento dos arcos polares não imponham uma significativa diminuição da dinâmica da característica do binário/velocidade da máquina, considera-se suficiente uma sobreposição de pólos definida entre o valor mínimo de 2° e o máxima de 7° . A figura 2.43 apresenta uma parte do triângulo de exequibilidade com as combinações possíveis dos arcos polares representados pelo segmento de recta de cor vermelha, definidos pelos intervalos $B_s = [B_{s \min} + 2, B_s]$ e $B_r = [B_{r \min} + 2, B_r]$, para serem aplicados consoante as condições impostas.

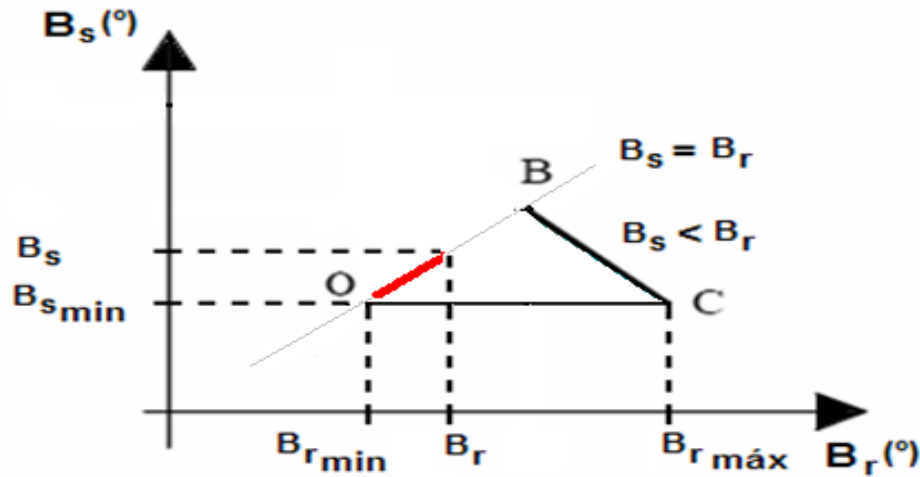


Figura 2.43: Representação das combinações dos arcos polares recomendados.

Relacionado com este tema, a característica do binário apresentada na figura 2.39 é de uma MERC 6/4 com arcos polares $B_s = B_r = 32.5^\circ$.

Em termos genéricos, a possibilidade da combinação do número de pólos e dos arcos polares rotóricos e estatóricos permite um elevado grau de liberdade tornando-se teoricamente possível desenhar uma máquina de relutância para satisfazer as especificidades exigidas para cada tipo de accionamento eléctrico.

Do ponto de vista da exigência de um accionamento com controlo de posição é vantajosa a aplicação da MERC 6/4, como já foi referido, porque, entre outras razões, oferece um intervalo angular para equilíbrios de binários que é o dobro da MERC 8/6.

2.7 CONCLUSÕES

Este capítulo teve como objectivo caracterizar a MERC em termos da sua geometria, circuito electromagnético e parâmetros de operação.

A simplicidade da sua geometria contribui para que a MERC seja robusta em termos de utilização, e económica, em termos de produção em massa, comparativamente com outras máquinas eléctricas. Também, devido à sua geometria, há variação de relutância do circuito magnético em função da posição angular do veio. Relativamente ao coeficiente de indução da fase da máquina, duas abordagens são normalmente utilizadas: o perfil linear do coeficiente de indução e o perfil não linear do coeficiente de indução. Na primeira abordagem considera-se que o coeficiente de indução varie com a posição angular, na segunda abordagem, considera-se que o coeficiente de indução varie com a posição e com a corrente.

Apresentou-se o perfil não linear da característica electromagnética da máquina que foi obtido através de ensaios laboratoriais. Este perfil é caracterizado por tomar em conta não só a posição do rotor como a corrente que circula na fase de magnetização apresentando a família de curvas de magnetização do circuito magnético da máquina.

Caracterizou-se o perfil linear do coeficiente de indução da máquina utilizada. Este perfil é muito apresentado na literatura (Heno *et al.*, 1997) e neste trabalho é utilizado somente para ajudar nalguma exposição teórica e análise da máquina.

Caracterizou-se o perfil não linear do coeficiente de indução onde se observa que a sua amplitude varia com a posição e com a corrente.

Apresentou-se o perfil não linear da característica do binário da máquina, o qual foi obtido experimentalmente. Esta característica é composta por uma família de curvas de binário em função da posição e da corrente que circula na fase de excitação. A curva do binário para a corrente nominal é utilizada e extrapolada para representar o andamento do binário produzido por todas as fases. Esta representação é utilizada para determinar um dos parâmetros de operação da máquina.

Desenvolveu-se uma análise de determinação dos parâmetros fundamentais como θ_{on} , θ_{off} , sequência de fases de magnetização e corrente absorvida no ponto de vista do controlo do binário e optimização do funcionamento da máquina como motor.

Apresentaram-se as possibilidades de equilíbrio de uma carga mecânica em regime dinâmico e em regime estático mais concretamente no controlo de posição angular tendo por base a característica do binário da MERC. O conceito de equilíbrio de binários produzidos por duas fases simultaneamente excitadas foi apresentado através da simulação pelo método de elementos finitos e reforçado por resultados experimentais. Conclui-se ser uma abordagem interessante para ser aplicada num contexto do protótipo do quarto capítulo.

Foi definida a topologia e princípio de funcionamento do conversor estático que foi implementado na simulação e no protótipo. Considerou-se mais adequado a aplicação da estratégia de comutação *soft chopper*, cujo modo de funcionamento vai condicionar parte do projecto do comando do sistema a implementar.

O conhecimento do modelo geométrico, assim como das características ferromagnéticas, permitiram desenvolver e apresentar a simulação dos campos magnéticos da máquina através de um método de elementos finitos (*FEMM*). O modelo foi validado através da comparação dos resultados do binário estático obtido através do *FEMM* com a característica do binário obtida experimentalmente. Com base neste modelo comprova-se o conceito de equilíbrio de binários que foi comprovado através de resultados experimentais.

Foi sumariamente descrito o modelo que foi desenvolvido e implementado no matlab/simulink[®]. Foram apresentados vários resultados de simulações e outros resultados onde se comparam os resultados de simulação e experimentais relativamente ao seguimento de uma função de referência rectangular onde se considera aceitável o modelo completo que foi desenvolvido.

Tendo em conta que o objectivo do trabalho é o estudo da MERC no controlo de posição angular fez-se, com base nos conteúdos anteriormente explanados, uma análise complementar para caracterizar teoricamente, qual o tipo de MERC que eventualmente poderá ser mais adequada, neste tipo de aplicação, à luz do conceito do equilíbrio de binários. Conclui-se que se considera mais vantajosa a aplicação da MERC 6/4 num accionamento com controlo de posição.

Em suma, o conhecimento explanado neste capítulo sobre o modelo matemático da máquina, das suas características e dos seus parâmetros de operação assim como a dinâmica dos mesmos para o fim em causa, forneceu a informação básica para desenhar e projectar a parte do comando e controlador que foi implementado nos protótipos desenvolvidos nos capítulos seguintes.

CAPÍTULO 3 – DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR DE POSIÇÃO COM MEDIÇÃO DIRECTA

Resumo: Neste capítulo apresenta-se o desenvolvimento teórico e a implementação de um controlador de posição angular do veio por modo de deslizamento. Baseado no modelo de espaços de estado contínuo da parte mecânica e aplicando os conceitos teóricos do controlo por modo de deslizamento obtêm-se as expressões fundamentais para a implementação do controlador num sistema electrónico microprocessado. As etapas intermédias deste desenvolvimento passam pela discretização do modelo de espaços de estado e a determinação dos parâmetros do controlador através do método experimental.

3.1 INTRODUÇÃO

Um controlador de posição angular do veio, independentemente do sistema a controlar, deverá levá-lo a acompanhar rapidamente a referência de posição sem sobrelevação, mesmo que as variações da referência ou condições de carga sejam bruscas. Deverá, também, controlar o sistema de modo que este apresente erros estáticos de posição angular nulos.

Os sistemas de controlo clássico necessitam do modelo matemático do sistema a controlar para relacionar o comando, as variáveis de estado e de saída. É evidente que os modelos encerram considerações simplificativas devido à impossibilidade de quantificar alguns parâmetros variantes no tempo, assim como da necessidade de formalismo teórico em considerá-los lineares. Assim, nalguns casos, os modelos matemáticos tornam-se impraticáveis, noutros muito discrepantes relativamente aos objectivos de um controlador.

Como alternativa existem vários métodos suficientemente sofisticados tais como os sistemas baseados na lógica *fuzzy*, teoria das redes neuronais, teoria de sistemas probabilísticos ou estocásticos, algoritmos genéticos, algoritmos de aprendizagem baseados nas características do sistema imunitário. Estes métodos também podem funcionar como parceiros complementares. Normalmente, de uma forma genérica, são métodos que recorrem a elevados recursos computacionais devido ao elevado número de cálculos matricial que é necessário efectuar, tendo em vista a resolução de problemas de controlo de sistemas não lineares, sem necessitarem dos respectivos modelos matemáticos do sistema.

Desde a sua divulgação, em 1950, surgiu um interesse particular nos investigadores quanto ao desenvolvimento teórico e aplicabilidade do controlo por estruturas variáveis. Apesar de mais de meio século de desenvolvimento, o controlo por estruturas variáveis, ainda permanece um campo aberto de investigação, ainda longe de se perceberem os contornos limitativos do seu progresso. É, na generalidade, uma abordagem bem sucedida a uma classe de sistemas não lineares que podem ser expressos por modelos de estado (Utkin, 1993a). Este método tem sido aplicado na resolução de problemas de controlo de sistemas de diversa natureza (Cai-Hong *et al.*, 2009 e Bengiamin e Kauffmann, 1984), de forma isolada ou combinada com as técnicas estocásticas mencionado no parágrafo anterior. A aplicação do controlo por estruturas variáveis consiste em permitir que a estrutura de um sistema seja deliberadamente alterada tanto através da informação de um sinal como através de uma amplitude impondo

uma descontinuidade na entrada do sistema. Esta acção de comando ou controlo imposta tem como objectivo conduzir o sistema até ao estado pretendido. Um caso particular do controlo por estruturas variáveis é denominado por controlo por modo deslizamento conhecido na literatura inglesa por *Sliding Mode Control*. As vantagens desta técnica são reconhecidas pela sua robustez, sua insensibilidade às incertezas do modelo, às variações dos parâmetros e às perturbações externas (Utkin, 1977) enquadrando-se perfeitamente nos objectivos deste trabalho, tornando-se a técnica de eleição para o estudo desenvolvimento e implementação neste capítulo.

3.2 SISTEMA DE CONTROLO POR MODO DE DESLIZAMENTO

Nesta secção, é apresentada uma breve introdução aos controladores por modo de deslizamento de forma a que o leitor se familiarize com os conceitos básicos utilizados no seu desenvolvimento.

Um sistema de estrutura variável, por definição, consiste num conjunto de subsistemas contínuos associados a uma lógica de comutação adequada. O comportamento do sistema será dependente do subsistema que estiver a ser utilizado. Logo, uma propriedade interessante e um caso particular dos sistemas de estrutura variável, é referida como a possibilidade da existência do modo de deslizamento nas superfícies descontínuas da estrutura devido à comutação imposta (Young *et al.*, 1999).

O controlo por modo deslizamento é um controlo descontínuo com retroacção da saída conforme apresenta a figura 3.1.

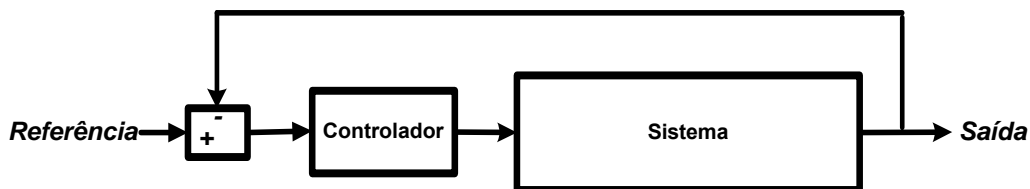


Figura 3.1: Representação simplificada de um sistema com retroacção da saída.

Esta estratégia de controlo é diversificada em termos da aplicação dos métodos no seu desenvolvimento e projecto, dependendo em muito do caso particular a ser implementado. É conveniente, de uma forma sucinta, introduzir a terminologia utilizada para descrever e caracterizar cada parte que compõe este sistema de controlo.

Modo de deslizamento – o modo de deslizamento existe quando o vector velocidade da trajectória de espaço de estados permanece na vizinhança da superfície de comutação dada por S (3.1).

$$S = \{x | s(x) = 0\} \text{ com } x \in R^n \quad (3.1)$$

O comportamento dinâmico do sistema é determinado pela expressão $s(x) = 0$, que é a função de comutação.

As superfícies de deslizamento podem ser lineares ou não lineares de acordo com o tipo de sistema dinâmico em causa e com a função de comutação escolhida. Todavia as superfícies que são aplicadas a sistemas não lineares permanecem um problema em discussão e em desenvolvimento (Utkin, 1993c). Os métodos mais comuns para definir as superfícies de deslizamento são através da caracterização da função de comutação e do sistema a controlar. Estes métodos poderão ser definidos por equações diferenciais na forma padrão (Hung *et al.*, 1993), na forma canónica controlável (Utkin, 1977), na forma de transformada de coordenadas, na forma de uma função de custo linear quadrática (Utkin e Young, 1978), na forma do controlo equivalente (Utkin, 1993a), na forma de superfície variável no tempo (Slotine e Li, 1991), na forma de superfície variável na dinâmica (Young e Ozguner, 1993 e Mehta e Bandyopadhyay, 2009), na forma de superfície através da abordagem de Riccati (Kim *et al.*, 2000) e Lyapunov (DeCarlo e Drakunov, 1994 e Ho *et al.*, 2004) entre outros.

Associado às superfícies de deslizamento deve ser definido o modo como o sistema, em termos de espaço de estados, é conduzido na sua trajectória desde o estado de partida até ao estado pretendido. Para tal é necessário certificar que o sistema seja globalmente estável e convergente. Aplicam-se diversos métodos que são escolhidos conforme a sensibilidade do projectista. Os mais populares são:

- Método da função de comutação directa: caracteriza-se por considerar que é condição suficiente para existir modo deslizamento a satisfação da condição $s_i \cdot \dot{s}_i < 0$, $i = 1, \dots, n$. Esta lei de convergência é global contudo não garante que a mesma se efectue num tempo finito.
- Método da função de Lyapunov: caracteriza-se pela escolha de uma função candidata, por exemplo; $V(x,t) = 1/2 \cdot s^2$, para a análise da estabilidade e convergência. A condição de convergência global é verificada pela existência de derivada negativa da função candidata, tal como $\dot{V}(x,t) < 0$.
- Método da lei de convergência de Gao (Gao e Hung, 1993): consiste em propor uma lei de convergência que especifica a dinâmica da superfície de comutação através da equação

diferencial $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs$, onde $\varepsilon > 0$, $q > 0$, s a função de comutação e $\operatorname{sgn}(s)$ seu respectivo sinal. Uma versão simplificada denominada por razão constante de convergência tem sido utilizada e que é dada por $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$. Outras versões têm surgido tal como a razão da potência de convergência dada por $\dot{s} = -\varepsilon |s|^p \operatorname{sgn}(s)$, onde $0 < p < 1$ em que se obtém uma rápida convergência e baixas oscilações no estado estacionário.

A lei de controlo completa é baseado nos modelos matemáticos do sistema físico e do controlador por modo de deslizamento e é geralmente a que é implementada nos modelos simulados e experimentais. Também neste contexto há vários métodos para obter a lei de controlo e que são:

- Método do controlo equivalente aumentado u : consiste no controlo equivalente u_{eq} e no controlo descontínuo u_d tal que $u = u_{eq} + u_d$. O controlo equivalente permite obter as condições de existência de deslizamento sobre a superfície de comutação através das equações da dinâmica do modelo de estado correspondente. Este é determinado quando a condição necessária de $s(x) = 0$ para que a trajectória de estados permaneça na superfície de deslizamento tal como se refere em (3.1) contudo, este controlo por si só não consegue conduzir o sistema na superfície de deslizamento quando as condições iniciais não estiverem contidas em S . Para satisfazer a condição de convergência é necessário adicionar o controlo descontínuo u_d e, aqui também, há várias abordagens;

Uma, denominada por relé com ganhos ou somente relé, consiste numa expressão por ramos em que $u_d = 0$ se $s = 0$, ou $u_d = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ se $s \neq 0$, e $\varepsilon > 0$. ε pode ser uma constante ou matriz ou variável dependente.

Outra, conhecida por retroacção linear de ganho único, é dada por $u_d = -\beta s(x)$ com $\beta \neq 0$.

A retroacção linear com matriz de ganhos é dado por $u_d = \zeta x$ em que $\zeta = [\zeta_{ij}]$ e $\zeta_{ij} = -\alpha_{ij}$ se $s_i x_j > 0$ ou $\zeta_{ij} = \beta_{ij}$ se $s_i x_j < 0$ com $\beta_{ij}, \alpha_{ij} \neq 0$. Todos estes métodos carecem da verificação da condição de convergência utilizando o método da função de comutação directa anteriormente explanado.

- Método da lei da convergência: também já foi anteriormente referido e apresentado. Esta abordagem simplifica o desenvolvimento do controlador e garante que a convergência se inicia independentemente da localização do estado inicial. Recentemente Vivekananda em

(Vivekananda e Prabhakar, 2009) propôs um melhoramento ao nível da expressão que caracteriza a lei de convergência mantendo-se toda a essência do trabalho de Gao.

Como se subentende no texto de apresentação deste sistema de controlo, encontram-se na literatura diversos tipos de sistemas de controlo por modo deslizamento aplicados aos mais diversos sistemas sendo que não parece existir nenhuma metodologia sistemática que permita determinar qual ou quais a aplicar para cada caso.

3.2.1 Vantagens

O controlador por modo de deslizamento, desenvolvido de tal forma cuja lei de comando satisfaça as condições de deslizamento, tem sido utilizado para resolver problemas de controlo de sistemas não lineares (Utkin, 1993b). O seguimento perfeito da trajectória de controlo pretendida face às incertezas do modelo, face às variações dos parâmetros do sistema e face às perturbações externas que não são previsíveis, modeláveis ou mensuráveis, caracterizam as principais vantagens deste controlador (Hung *et al.*, 1993). A actuação descontínua deste controlador, ao longo da superfície de deslizamento, adequa-se perfeitamente, no caso da sua implementação, aos sistemas electrónicos microprocessados ou sistemas electrónicos discretos.

A aplicação desta técnica no desenvolvimento da superfície de deslizamento permite transformar o problema de ordem n , noutro de modelo de estado com retroacção de ordem $n-1$. Esta redução de ordem é por vezes considerada como uma simplificação (Utkin, 1993a).

Para finalizar, destaca-se que a teoria dos sistemas de estrutura variável também é aplicada em observadores, para determinação da amplitude de grandezas ou parâmetros de estado não mensuráveis.

3.2.2 Desvantagens

Esta metodologia, no início do seu desenvolvimento, não foi logo aceite para as aplicações práticas. Um dos problemas residia no procedimento de aplicação desta metodologia. Vários investigadores têm vindo a demonstrar a sua aplicação nos diversos campos da engenharia

contudo ainda existem limitações relativamente a sua adequação a processos complexos (Hung *et al.*, 1993). O modo de deslizamento, por si só, é muito exigente para as partes que compõem um sistema devido à lei de comutação ser descontínua e implicar uma mudança brusca nos seus regimes de funcionamento. Em termos físicos, o sistema pode produzir uma resposta inaceitável que se caracteriza por ser oscilatória em torno do valor de referência (Utkin e Hoon, 2006). Estas oscilações podem estimular frequências de ressonâncias nos sistemas electromecânicos ou mesma a fadiga de alguns elementos construtivos.

Outra desvantagem, segundo Ertugrul em (Ertugrul e Kaynak, 1998), é a difícil determinação da lei de controlo equivalente porque requer um profundo conhecimento da dinâmica e dos parâmetros do sistema a controlar. Por vezes os parâmetros dos sistemas, assim como a dinâmica, são difíceis de obter e até podem ser imensuráveis ou desconhecidos o que inviabiliza o cálculo da lei de controlo equivalente. Uma solução tem sido a aplicação de técnicas baseadas em sistemas difusos, redes neuronais, entre outras, a cooperarem com o controlo por modo de deslizamento a fim de colmatar essa ausência de conhecimento. Esta solução, devido ao significativo aumento de parâmetros, é considerada dispendiosa em tempo que é necessário para ajustar os respectivos parâmetros a fim de obter uma solução satisfatória.

3.3 PROJECTO DO CONTROLADOR POR MODO DE DESLIZAMENTO

Um modo de deslizamento perfeito só é possível quando o modelo que caracteriza o sistema for também perfeito (Gao, 1993) ou quando a frequência da sua actuação no sistema não for limitada. Significa ter no primeiro caso, o conhecimento de todos os parâmetros que compõem o modelo assim como das perturbações a que o sistema está sujeito. Ora, algumas destas questões não são conhecidas na fase de desenvolvimento do controlador. Outras, tendo em vista a sua aplicação, podem limitar o seu potencial e algumas considerações têm de ser tomadas de modo a simplificar e tornar o sistema exequível. Estas simplificações colocam em evidência, ou melhor, atestam a robustez do controlador na ausência do conhecimento pleno de todos os parâmetros. Em termos genéricos, um controlador é composto por grandezas nominais e por termos adicionais que compensam as diversas incertezas limitadas a uma determinada gama.

É objectivo deste trabalho atingir determinada posição angular do veio através do controlo do binário electromecânico produzido na máquina eléctrica.

3.3.1 Modelo Matemático

O modelo matemático que caracteriza o sistema onde se pretende controlar a posição é o da parte mecânica da máquina eléctrica. Este modelo é bem conhecido e pode ser caracterizada por (3.2). Este modelo é caracterizado pelo momento de inércia J , atrito viscoso B_v , atrito estático D_e o binário electromagnético T_e e o binário resistente T_r

$$\frac{d^2\theta(t)}{dt^2} + \frac{B_v}{J} \frac{d\theta(t)}{dt} + \frac{D_e}{J} = \frac{1}{J} (T_e(t) - T_r(t)) \quad (3.2)$$

A relação não linear entre a corrente da fase e o binário produzido pela mesma, demonstrada no capítulo 2, tornam difícil a implementação prática do controlo do binário motor. A necessidade de um sensor de binário ou, na sua ausência, da utilização de tabelas de binário associadas a sensores de corrente, são essenciais para determinar os valores instantâneos da

corrente de referência, tornando a implementação muito mais dispendiosa. Por essa razão, na implementação, algumas considerações foram feitas no sentido de simplificar o modelo. Tendo em conta (3.3), a constante de tempo do circuito eléctrico da máquina, $\tau_{elect} \approx 35$ ms, é muito menor do que a constante de tempo mecânica, $\tau_{mec} \approx 343$ ms, assume-se que não provoca atraso na propagação do sinal de comando. Nesta circunstância pode-se desprezar o modelo matemático do circuito eléctrico da máquina (Akpola *et al.*, 2000).

$$\tau_{elect} \ll \tau_{mec} \quad (3.3)$$

Considerou-se o atrito estático D_e , desprezável, assim como se considerou que o binário resistente seria nulo. O binário electromagnético desenvolvido por uma fase é dado em (3.4). Considerando a corrente teórica estilizada e constante, sendo que o θ_{on} e θ_{off} são definidos de tal forma que não haja sobreposição de binários desenvolvidos, devido à excitação de fases contíguas e que, o coeficiente de auto-indução para o valor de corrente nominal é linear, no intervalo definido por $[\theta_{on}, \theta_{off}]$, é possível escrever a expressão (3.5), válida para valores nominais em que T_n representa o binário nominal.

$$Te(t) = \frac{i^2(t)}{2} \frac{dL}{d\theta} \quad (3.4)$$

$$Te_n = Ki_n^2 \Leftrightarrow T_n = K \quad (3.5)$$

O modelo contínuo de espaço de estados da parte mecânica é caracterizado pelas seguintes expressões:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= AX(t) + Bu(t) \\ Y(t) &= CX(t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Onde a posição angular, $\theta(t)$, e a velocidade do veio do motor, $\omega(t)$, são as variáveis de estado do sistema, de modo que:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \theta(t) \\ x_2(t) &= \dot{x}_1(t) = \omega(t) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Assim, aplicando as diversas considerações efectuadas, o modelo de espaço de estados fica caracterizado em (3.8). As condições iniciais e finais estão dadas em (3.9) e (3.10) respectivamente.

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= A x(t) + B u(t) \\ \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B_v / J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ T_n / J \end{bmatrix} u(t) \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} x_1(\infty) \\ x_2(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_{ref} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Porém, para a implementação do controlador por modo de deslizamento num sistema electrónico microprocessado é necessário discretizar o modelo de espaço de estados contínuo do sistema apresentado em (3.8). Há vários métodos para efectuar a discretização do modelo de espaço de estados contínuo. Neste trabalho foi aplicado o método exacto com um retentor de amostras de ordem zero (*zero order hold*) na entrada, através das seguintes expressões (3.11)(3.12).

$$A_d = e^{AT_s} = \left[L^{-1} \left\{ (\zeta I - A)^{-1} \right\} \right]_{t=T_s} \quad (3.11)$$

$$B_d = \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\tau B = \left[L^{-1} \left\{ (\zeta I - A)^{-1} \frac{1}{\zeta} B \right\} \right]_{t=T_s} \quad (3.12)$$

Sendo A_d e B_d as matrizes do modelo de estado discreto, A e B as matrizes do modelo de estado contínuo, I a matriz identidade, T_s o intervalo de amostragem e ζ o operador Laplaciano.

Substituindo as matrizes A e B em (3.11) e (3.12) obtêm-se as matrizes transformadas (3.13), (3.14) e (3.15) que compõem o modelo de espaço de estados discreto (3.16).

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 & (1 - e^{(-B_v T_s / J)}) \frac{J}{B_v} \\ 0 & e^{(-B_v T_s / J)} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} Ts(1 + \frac{T_n}{B_v}) - \frac{JT_n}{B_v^2} (1 - e^{(-B_v Ts/J)}) \\ \frac{T_n}{B_v} (1 - e^{(-B_v Ts/J)}) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$C_d = C \quad (3.15)$$

$$X_{k+1} = A_d X_k + B_d u_k$$

$$X_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & (1 - e^{(-B_v Ts/J)}) \frac{J}{B_v} \\ 0 & e^{(-B_v Ts/J)} \end{bmatrix} X_k + \begin{bmatrix} Ts(1 + \frac{T_n}{B_v}) - \frac{JT_n}{B_v^2} (1 - e^{(-B_v Ts/J)}) \\ \frac{T_n}{B_v} (1 - e^{(-B_v Ts/J)}) \end{bmatrix} u_k \quad (3.16)$$

Devido à dependência do modelo do sistema em relação ao tempo de amostragem, aquando da sua discretização, o controlador não poderá conduzir o sistema no modo de deslizamento perfeito (Gao *et al.*, 1995). Devido à taxa de amostragem, a frequência de comutação não poderá ser infinita. Assim, o modo quasi-deslizamento do modelo discretizado é caracterizado pela manutenção do sistema muito próximo da superfície de deslizamento (Bertoszewicz, 1998).

3.3.2 Lei de Comutação, de Controlo e de Convergência

Em termos genéricos, o projecto de um controlador por modo de deslizamento pode dividir-se em duas etapas (Gao e Hung, 1993). A primeira consiste em definir a superfície de deslizamento cuja dinâmica interna seja estável. A segunda consiste em estabelecer a lei de controlo cuja condução do sistema em anel garanta que a trajectória do sistema se mantenha próxima da superfície de deslizamento. Assim, foi definida a lei de comutação genérica expressa em (3.17) no tempo contínuo, onde $E(t)$ representa o erro instantâneo da posição angular e que é dado pela diferença entre θ_{ref} e θ , λ a constante positiva que determina a largura de banda do sistema em anel, n o número da ordem do sistema a controlar, θ_{ref} a posição angular de referência e $\theta(t)$ a posição angular instantânea.

$$S(E, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} E(t) \quad (3.17)$$

As expressões (3.17) podem ser representadas na forma matricial (3.18) no tempo discreto, onde C é a matriz de ganhos da função de comutação dada por $[\lambda \ 1]$, R_k a matriz das referências do sistema $[\theta_{ref} \ 0]$ e X_k as variáveis posição angular e velocidade $[\theta_k \ \omega_k]$ no instante k .

$$S_k = C[R_k - X_k] \quad (3.18)$$

Devido à aplicação da tecnologia microprocessada, neste trabalho, no controlo e comando da MERC, o controlador desenvolvido para o domínio discreto produzirá oscilações de alta frequência em torno do ponto de referência. Isto é devido ao suporte físico do controlador requerer uma cadência de actualização finita da lei de comutação. Em termos genéricos, estas oscilações são indesejáveis, porque, para além de contribuírem negativamente para o desempenho do sistema, estimulam as componentes não modeladas de alta frequência da dinâmica do sistema. Uma solução para este problema passa pela aplicação de uma função de saturação com limites de fronteira. Outra solução, passa pela aplicação da lei da convergência. Esta abordagem desenvolvida por Gao (Gao, 1993), é conhecida por *Reaching Law Control (RLC)* e tem sido desenvolvida e aplicada no projecto de controladores por modo de deslizamento. Com esta metodologia pretende-se estabelecer as condições de convergência da trajectória do sistema desde o estado inicial até atingir a superfície de deslizamento. Seguindo-se a condução do sistema até ao estado pretendido, mantendo-o na superfície de deslizamento através da lei de comutação. Isto é a lei de convergência. Esta lei é utilizada para projectar a trajectória de convergência e permitir uma ligação com a superfície de deslizamento (*reaching mode and sliding mode*). Para além das vantagens referidas para o desenvolvimento do controlador, a abordagem *RLC* simplifica a sua construção podendo contribuir para a redução das oscilações em regime estacionário.

A função de comutação deverá ser estável e convergir para zero para que a trajectória do sistema esteja na superfície de deslizamento e intrinsecamente o sistema opere no modo quasi-deslizamento (Bertozzewicz, 1998).

Deve então definir-se a lei de convergência que especifica a dinâmica da função de comutação, na convergência para zero. No tempo contínuo é dada por (3.19) onde o parâmetro α determina o comportamento dinâmico da função de comutação. Existem várias expressões genéricas para serem aplicadas como lei de convergência porém considera-se que

esta versão simplificada da abordagem de Gao (Gao *et al.*, 1995), embora pouco usual, é suficiente para atingir os objectivos pretendidos. Esta lei é conhecida por reduzir as oscilações do comando em regime estacionário como se demonstra através do desempenho do controlador no quinto capítulo.

$$\dot{S}(t) = -\alpha S(t) \quad (3.19)$$

Discretizando a lei de convergência obtém-se a expressão (3.20).

$$\Delta S_{k+1} = -\alpha S_k \quad (3.20)$$

Seja ΔS_{k+1} dado pela equação às diferenças em (3.21) e substituindo em (3.20) obtém-se a expressão que caracteriza a dinâmica no instante $k+1$ (3.22) .

$$\Delta S_{k+1} = \frac{S_{k+1} - S_k}{T_s} \quad (3.21)$$

$$S_{k+1} = S_k (1 - \alpha T_s) \quad (3.22)$$

Segundo Sarpturk (Sarpturk *et al.*, 1987), é condição suficiente para que o sistema seja globalmente estável a verificação da existência de (3.23).

$$\|S_{k+1}\| < \|S_k\| \quad (3.23)$$

Tal implica que, de (3.22) e (3.23), se verifique a condição (3.24). Significa que α deverá assumir um valor inferior ao inverso do intervalo de tempo de amostragem (3.25). Assim, a lei de convergência S_{k+1} converge exponencialmente para zero garantindo a estabilidade do sistema.

$$0 < (1 - \alpha T_s) < 1 \quad (3.24)$$

$$\alpha T_s < 1 \Leftrightarrow \alpha < \frac{1}{T_s} \quad (3.25)$$

Agora é possível definir a lei de controlo, que se baseia no modelo de estado discretizado (3.16), na função de comutação (3.18) e na lei de convergência (3.20). Da manipulação

matemática destas expressões colocando em ordem à variável u_k obtém-se a lei de controlo equivalente aumentada (3.26).

$$u_k = (C^T B_d)^{-1} \left[C^T (R_{k+1} - A_d X_k) - S_k (1 - \alpha Ts) \right] \quad (3.26)$$

De referir que a expressão matricial da lei de controlo reflecte a sua dependência relativamente à dinâmica da lei de comutação. Por outras palavras, o comportamento do sistema está directamente relacionado com a dinâmica da lei de comutação e da lei de convergência.

Efectuando as substituições adequadas em (3.26) por (3.13), (3.14), (3.18) definido para o instante $k+1$ e (3.22) obtém-se a expressão (3.27) que será implementada no sistema de comando electrónico microprocessado.

$$u_k = K_1 E_{\theta_k} - K_2 \omega_k - K_3 S_k \quad (3.27)$$

Em que K_1 , K_2 e K_3 são constantes, definidas pelo desenvolvimento matemático da lei de controlo e dadas por (3.28), (3.29) e (3.30), respectivamente.

$$K_1 = \frac{\lambda}{\lambda Ts \left(\frac{T_n}{B_v} + 1 \right) - T_n \left(\frac{e^{(-B_v Ts/J)}}{B_v} + \lambda J \left(\frac{1 - e^{(-B_v Ts/J)}}{B_v^2} \right) - \frac{1}{B_v} \right)} \quad (3.28)$$

$$K_2 = \frac{\lambda J \left(\frac{1 - e^{(-B_v Ts/J)}}{B_v} \right) + e^{(-B_v Ts/J)}}{\lambda Ts \left(\frac{T_n}{B_v} + 1 \right) - T_n \left(\frac{e^{(-B_v Ts/J)}}{B_v} + \lambda J \left(\frac{1 - e^{(-B_v Ts/J)}}{B_v^2} \right) - \frac{1}{B_v} \right)} \quad (3.29)$$

$$K_3 = \frac{1 - \alpha Ts}{\lambda Ts \left(\frac{T_n}{B_v} + 1 \right) - T_n \left(\frac{e^{(-B_v Ts/J)}}{B_v} + \lambda J \left(\frac{1 - e^{(-B_v Ts/J)}}{B_v^2} \right) - \frac{1}{B_v} \right)} \quad (3.30)$$

De (3.17) obtém-se a expressão (3.31) da lei de comutação discretizada. Substituindo a equação às diferenças (3.32) na função de comutação (3.31) obtém-se a expressão que caracteriza a dinâmica da lei de comutação em (3.33), definida em ordem ao erro da posição

E_θ no instante k e no instante $k-1$. Note-se a importância do intervalo de amostragem na expressão.

$$S_k = \lambda E_{\theta_k} + \Delta E_{\theta_k} \quad (3.31)$$

$$\Delta E_{\theta_k} = \frac{E_{\theta_k} - E_{\theta_{k-1}}}{T_s} \quad (3.32)$$

$$S_k = \left(\frac{1 + \lambda T_s}{T_s} \right) E_{\theta_k} - \frac{1}{T_s} E_{\theta_{k-1}} \quad (3.33)$$

Os únicos parâmetros que não estão exactamente definidos são α e λ que estão relacionados com a estabilidade e o desempenho do sistema. Mais à frente, neste capítulo, será analisado, a influência destes parâmetros no comportamento do sistema.

Na figura 3.2 está exposta uma representação teórica minimalista do conjunto em estudo. Neste caso o valor que u_k assume em cada intervalo de tempo de amostragem pode ser interpretado como sendo o valor de binário necessário para conduzir o sistema na trajectória de quasi-deslizamento até atingir o erro nulo.

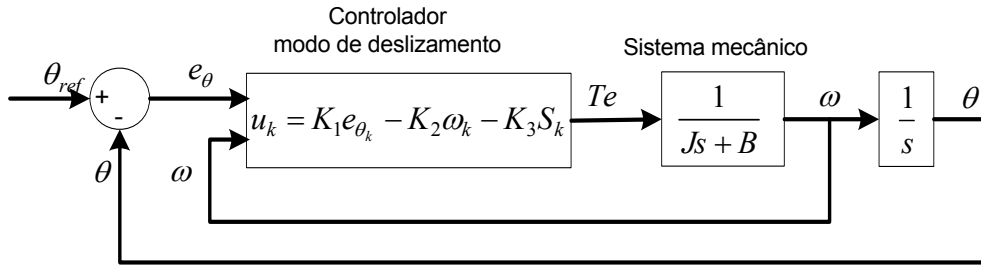


Figura 3.2: Representação simplificada do sistema de controlo.

3.4 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLADOR POR MODO DE DESLIZAMENTO

A implementação, em termos gerais, consiste em incorporar todos os elementos intervenientes no sistema global, mesmo aqueles que foram desprezados no desenvolvimento teórico. Assim, o diagrama de blocos da figura 3.2 não poderá ser aplicado directamente devido a algumas das simplificações e considerações tidas em conta no desenvolvimento teórico do controlador. A figura 3.3 apresenta o diagrama de blocos do conjunto que foi implementado na simulação e no protótipo experimental.

O projecto do sistema global foi o corolário de profunda reflexão tendo em conta os aspectos técnico-científicos, aspectos económicos e o potencial da sua aplicabilidade no meio industrial.

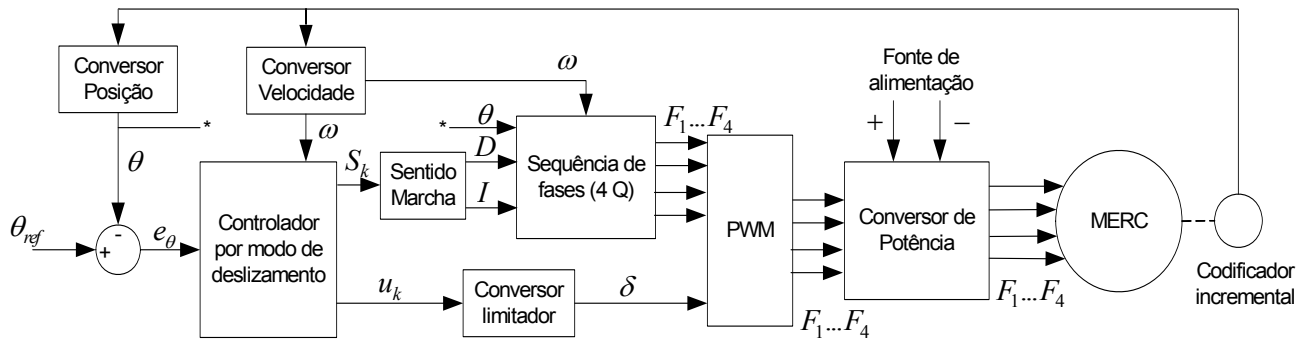


Figura 3.3: Diagrama de blocos do sistema experimental.

Passe-se a descrever resumidamente os blocos de controlo e comando que foram implementados.

O bloco *Controlador por Modo de Deslizamento* é o controlador de posição angular do sistema, definido pelas expressões (3.27) e (3.33). As entradas deste bloco são o erro da posição angular e a velocidade do veio. O controlador fornece o sinal de controlo u_k e o sinal de comutação S_k . O controlador inclui também o atraso de um intervalo de amostragem do sinal do erro da posição angular.

O bloco *Sentido Marcha* utiliza o sinal S_k da lei de comutação que impõe o tipo de sinal (positivo ou negativo) do binário electromagnético. Para atingir determinada posição angular e em função da dinâmica existente no veio, o controlador deverá actuar no sentido de impor,

através da MERC, um binário positivo ou um binário negativo para que essa posição seja atingida. Como já referido, o sinal do binário electromagnético não depende do sentido da corrente mas sim do sinal da derivada do coeficiente de auto-indução em ordem ao ângulo do veio, θ . Tal como se indica na expressão (3.34), o binário electromagnético desenvolvido pela máquina será de sinal positivo quando esta for excitada, quando o factor $dL/d\theta$ for positivo e será de sinal oposto se o referido factor for negativo (3.35).

$$Te(t) = \frac{i^2(t)}{2} \left(\frac{dL}{d\theta} \right)^+ \Leftrightarrow Te^+(t) \quad (3.34)$$

$$Te(t) = \frac{i^2(t)}{2} \left(\frac{dL}{d\theta} \right)^- \Leftrightarrow Te^-(t) \quad (3.35)$$

Na MERC, para inverter o sinal do binário não deve ser escolhido o sentido da corrente, como nalgumas máquinas clássicas, mas sim a outra fase de excitação cujo sinal da derivada do seu coeficiente de indução seja oposto para a posição do veio nesse instante. Em suma, a função comutação definida em (3.33) é também utilizada para definir qual o sinal do binário a impor ao veio da máquina como se ilustra em (3.36).

$$Te(t) = \begin{cases} Te^+(t), & \text{se } S_k > 0 \\ Te^-(t), & \text{se } S_k < 0 \end{cases}, \text{ para qualquer } k \geq 0 \quad (3.36)$$

Se S_k for zero o sinal do binário anterior é mantido. Portanto, este bloco fornece a informação de sentido directo (D) ou sentido inverso (I) ao bloco seguinte, em função de S_k .

O bloco *Sequência de Fases* (4Q) gera os sinais de comando para as quatro fases de excitação ($F1 \dots F4$) da máquina, para os quatro quadrantes de funcionamento, em função da posição do veio θ , devidamente limitados em função de θ_{on} e θ_{off} . A sequência de excitação das fases em função da velocidade, ω , e das variáveis binárias D e I impõem o funcionamento da máquina no quadrante pretendido. Significa isto que são impostos os regimes de funcionamento motor e de travagem no sentido directo e inverso. As saídas deste bloco vão activar os registos do módulo gerador da *modulação de largura de impulso* (PWM) que habilita os dispositivos de potência das fases.

O bloco *Conversor Limitador* recebe o sinal de controlo u_k que corresponde à razão cíclica (*duty cycle*), conforme expresso em (3.37). De referir que, para a taxa de amostragem implementada ($T_s=200 \mu s$) e para a frequência de trabalho do modulador da largura de impulso, é verificada uma actualização do *duty cycle* em cada 4 ciclos de *PWM*.

$$\delta = \begin{cases} \delta_{\max} & , \quad |u_k| > \delta_{\max} \\ |u_k| & , \quad \delta_{\min} < |u_k| < \delta_{\max} \\ \delta_{\min} & , \quad |u_k| < \delta_{\min} \end{cases} \quad (3.37)$$

O bloco *PWM* consiste num modulador da largura de impulso com frequência de portadora fixa de 20 kHz, síncrono para todas as fases e também síncrono na actualização do *duty cycle*. O *duty cycle*, definido no bloco anterior, é único para todas as fases.

O bloco *Conversor de Posição* efectua a conversão do sinal fornecido pelo codificador incremental em posição angular do veio da máquina. Esta conversão tem por base a contagem dos pulsos do sinal do codificador. A informação da posição fornecida por este bloco tem a mesma resolução do que a do codificador incremental devido à existência de uma relação linear entre a contagem e a posição angular do veio.

O bloco *Conversor de Velocidade* efectua a conversão do sinal do codificador incremental em velocidade do veio através da aproximação à derivada da contagem dos pulsos do sinal num intervalo de tempo definido.

3.4.1 Determinação da Gama e dos Parâmetros do Controlador

Os parâmetros do controlador a determinar nesta secção são α e λ . Estes parâmetros, como já foi referido, estão relacionados com a estabilidade e o desempenho do sistema e estão dependentes da taxa de amostragem que for utilizada na implementação. Considera-se aceitável aplicar a mesma taxa de amostragem que é utilizada em vários marcas/modelos dos conversores estáticos comerciais ($T_s = 200 \mu s$). Relembra-se que a condição suficiente para que o sistema seja globalmente estável foi definido em (3.23) (Sarpturk *et al.*, 1987). Está garantida a estabilidade global do sistema, se o parâmetro α , caracterizado pela expressão (3.25), cumpra com a seguinte condição (3.38).

$$\alpha < \frac{1}{T_s} \quad \Leftrightarrow \quad \alpha < \frac{1}{0,0002} \quad ; \quad 0 < \alpha < 5000 \quad (3.38)$$

Quanto à largura de banda do controlador, segundo Slotine (Slotine, 1984 e 1985), dois métodos podem ser utilizados para determinar o parâmetro λ . Um método é baseado no maior atraso temporal (T_{act}) da resposta do actuador electromecânico, que normalmente é desprezado por ser, no caso da MERC, muito pequeno e de difícil determinação. Contudo, através da expressão (3.39), determina-se o limite máximo de λ caso T_{act} fosse conhecido.

$$\lambda \leq \frac{1}{3T_{act}} \quad (3.39)$$

Outro método é baseado na frequência de amostragem F_s , conforme a expressão (3.40). Como T_s a implementar é de 200 μs , o valor máximo do parâmetro λ fica determinado.

$$\lambda \leq \frac{1}{5} F_s \quad \Leftrightarrow \quad \lambda \leq \frac{5000}{5} \quad ; \quad 0 < \lambda \leq 1000 \quad (3.40)$$

Uma forma de analisar a adequação dos parâmetros é através da observação do desempenho do sistema global.

3.4.1.1 *Desenvolvimento experimental*

Agora que todos os parâmetros do controlador estão definidos e limitados nos seus intervalos, pode-se determinar experimentalmente a combinação dos parâmetros α e λ que proporcione o melhor desempenho do sistema nas condições impostas. Como para $\lambda > 100$ o sistema apresenta uma resposta inaceitável, definiu-se um conjunto de quatro ensaios, conforme a tabela 3.1, para um escalão de posição.

Tabela 3.1 Combinação dos parâmetros para os ensaios.

λ	α			
20	1500	2500	3500	4500
40				
80				
100				

A escolha do escalão de posição é considerada fundamental. Esta afirmação é justificada pela necessidade de não definir uma posição de referência que corresponda a um posição angular de pólos alinhados mas sim, a uma posição intermédia entre dois alinhamentos de pólos

contíguos. A posição de referência escolhida foi de $247,5^\circ$, que corresponde a uma posição angular intermédia de $7,5^\circ$ entre o alinhamento de duas fases contíguas. A figura 3.4 (a) apresenta a posição inicial ou de partida correspondente a pólos alinhados e que condiz com a informação do Z do codificador incremental. A posição de chegada, na posição intermédia polar, é representada na figura 3.4 (b). A todos estes ensaios experimentais foi aplicada uma carga, na forma de uma massa suspensa, de 3,4 kg.

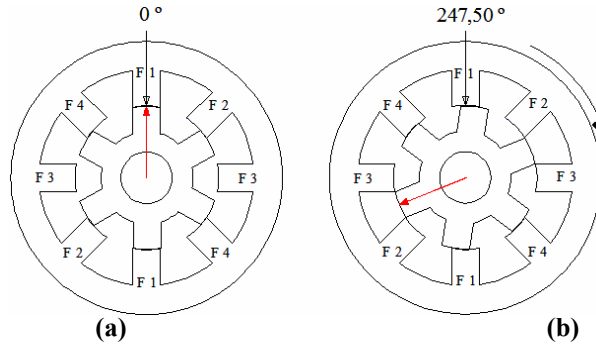


Figura 3.4: (a) Posição inicial de 0° e (b) Posição final de $247,5^\circ$

As figuras 3.5, 3.6, 3.7 e 3.8 apresentam o andamento das grandezas físicas medidas durante a resposta do sistema ao escalão de referência, com os parâmetros $\lambda = 20$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$. A figura 3.5 apresenta o andamento da posição angular do veio. Observa-se, nesta figura, um tempo de estabelecimento relativamente longo, comparativamente com os resultados do posicionamento do veio dos ensaios seguintes.

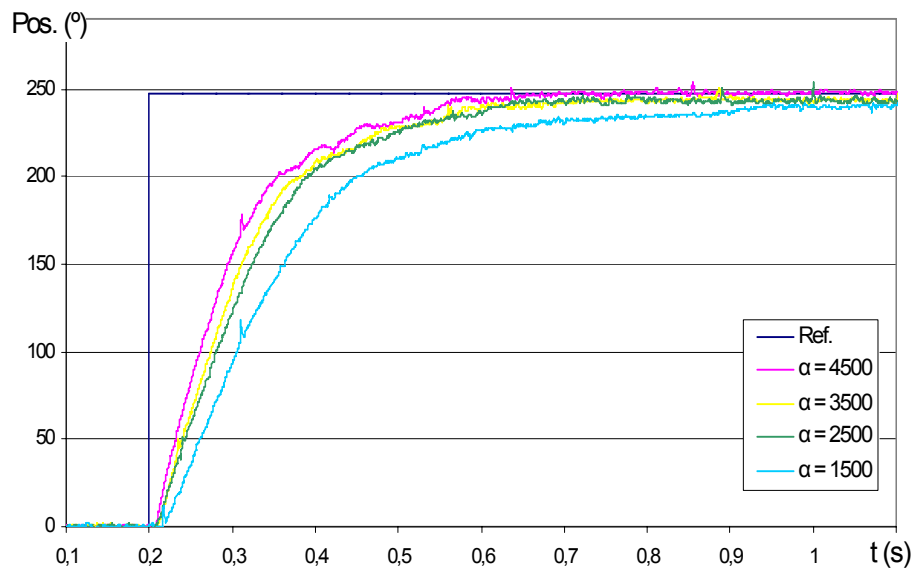


Figura 3.5: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 20$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$.

A figura 3.6 apresenta o andamento do erro de posição em regime estacionário. Verifica-se que o erro de posição angular mais aceitável é obtido para $\alpha = 4500$. Observa-se uma menor capacidade de correcção do erro de posição consoante o parâmetro α diminui.

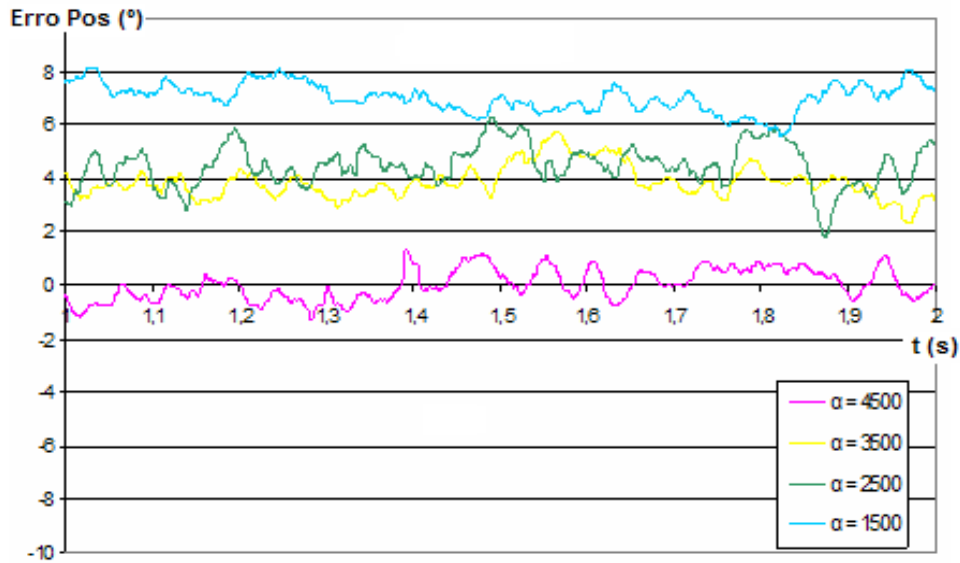


Figura 3.6: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 20$.

A figura 3.7 apresenta o andamento da velocidade do veio da máquina. As velocidades registadas são as mais baixas de todo o conjunto de testes e que são 17.1, 20.2, 23.2 e 28.2 rad/s para $\alpha = \{1500, 2500, 3500 \text{ e } 4500\}$ respectivamente.

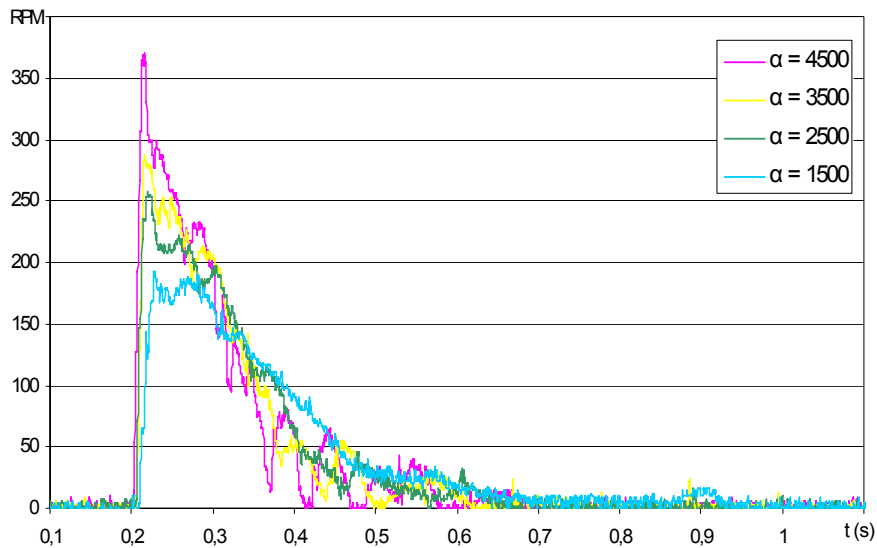


Figura 3.7: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 20$.

A figura 3.8 apresenta o andamento da corrente na fase 4. Observam-se valores mais elevados de corrente de pico para $\alpha = 4500$. No regime estacionário a corrente na fase é estável para manter a carga na posição angular.

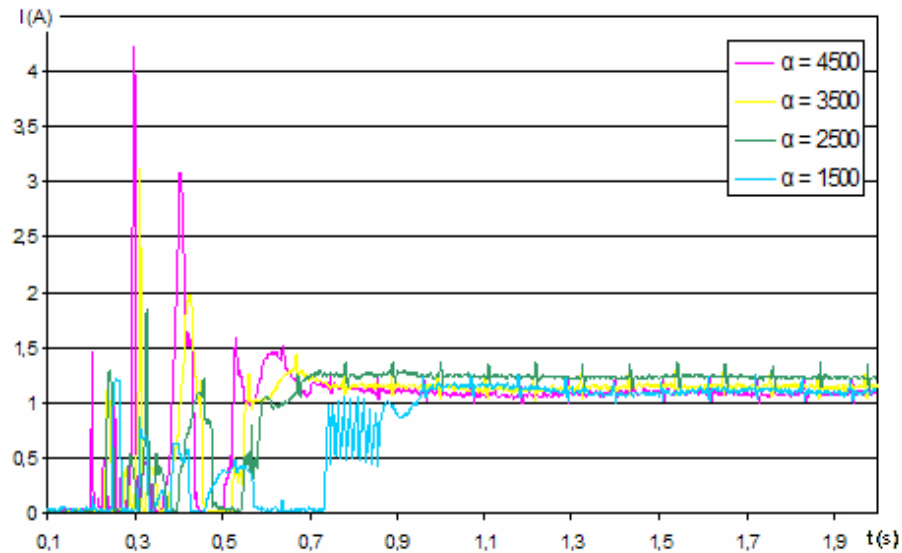


Figura 3.8: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 20$.

As figuras 3.9, 3.10, 3.11 e 3.12 apresentam o andamento das grandezas físicas medidas durante a resposta do sistema ao escalão de referência, com os parâmetros $\lambda = 40$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$. A figura 3.9 apresenta o andamento da posição angular do veio. Observa-se um maior declive do andamento da posição, nos instantes iniciais, e tempos de estabilização menores, o que significa uma resposta mais dinâmica relativamente à figura 3.5, contudo nota-se que para $\alpha = 1500$, surge uma sobre elevação da posição angular.

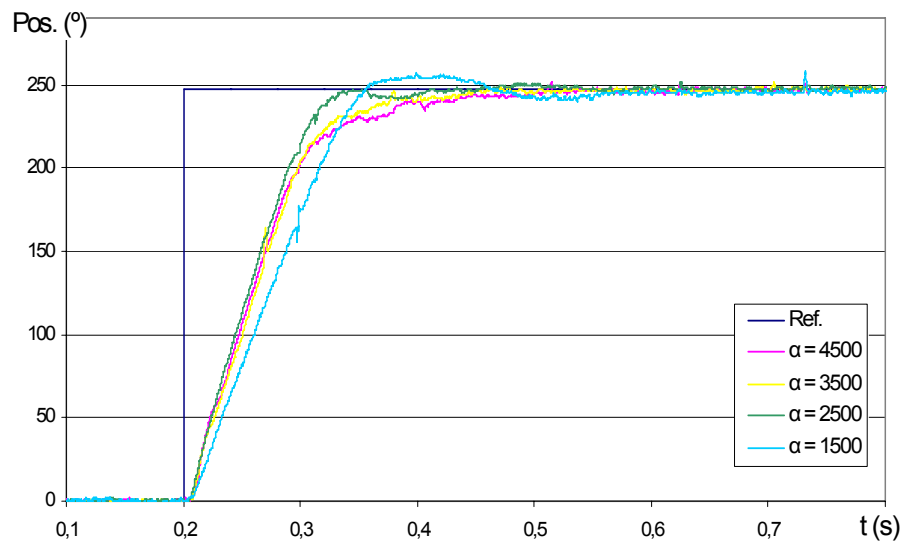


Figura 3.9: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 40$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$.

A figura 3.10 apresenta o andamento do erro de posição angular em regime estacionário. Verifica-se uma significativa diminuição na largura da gama do erro de posição relativamente ao ensaio experimental anterior, observado na figura 3.6.

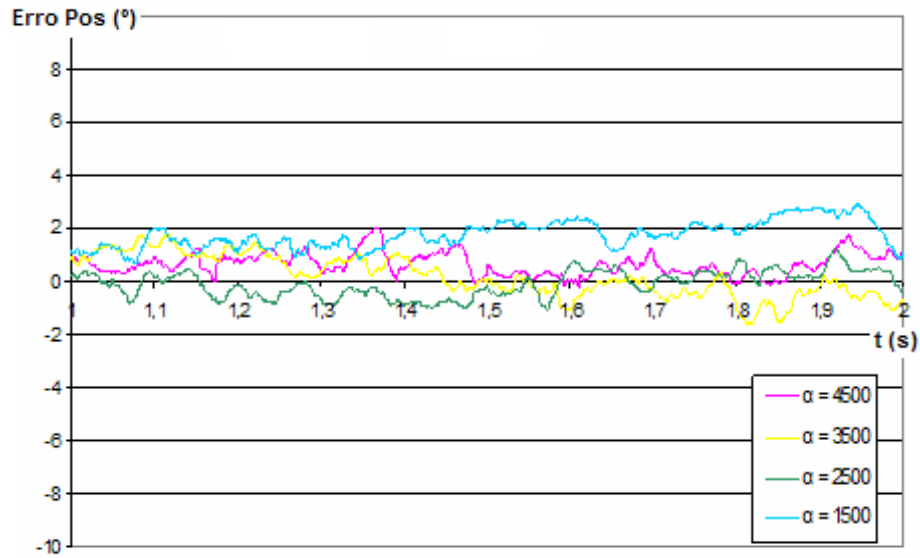


Figura 3.10: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 40$.

As figuras 3.11 e 3.12 apresentam o andamento da velocidade do veio e da corrente na fase 4, respectivamente. Observam-se velocidades mais elevadas do que no caso anterior ($\lambda = 20$). Também, as correntes de pico são mais elevadas do que no ensaio anterior o que condiz com a dinâmica mais elevada que o λ deste ensaio impõe.

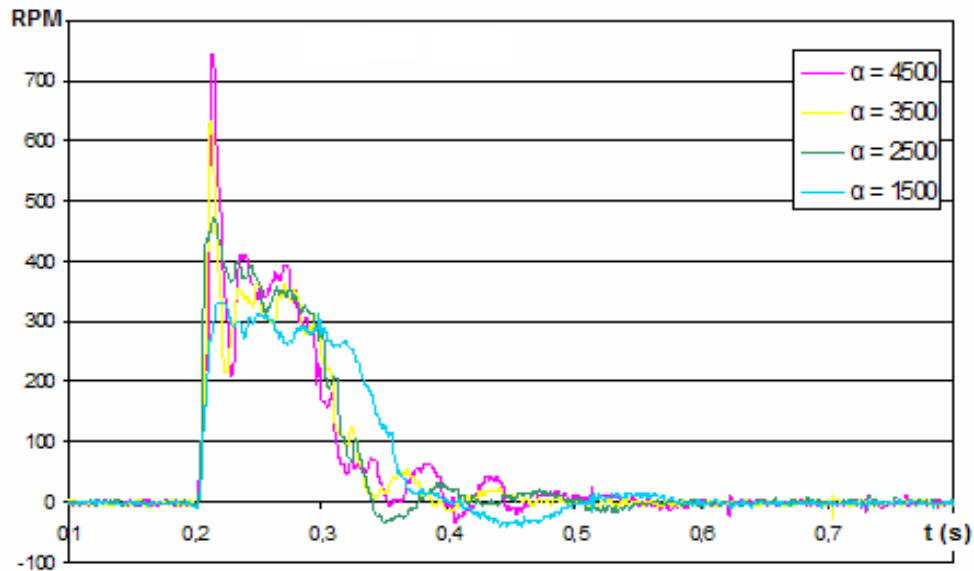


Figura 3.11: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 40$.

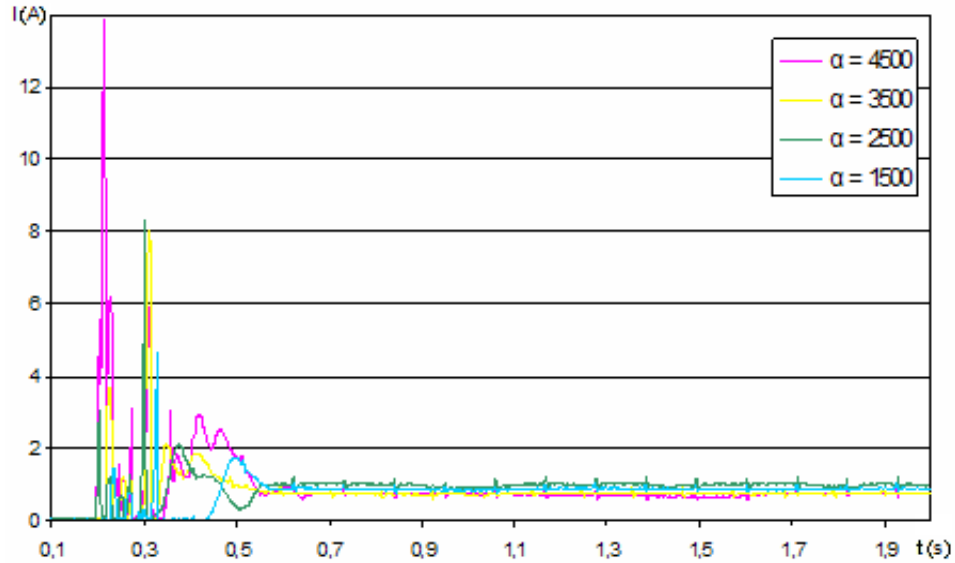


Figura 3.12: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 40$.

As figuras 3.13, 3.14, 3.15 e 3.16 apresentam o andamento das grandezas físicas medidas durante a resposta do sistema ao escalão de referência, com os parâmetros $\lambda = 60$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$. A figura 3.13 apresenta o andamento da posição angular do veio da máquina. Verifica-se, nesta figura, que há dois valores do parâmetro α a produzirem sobrelevações no andamento da posição angular.

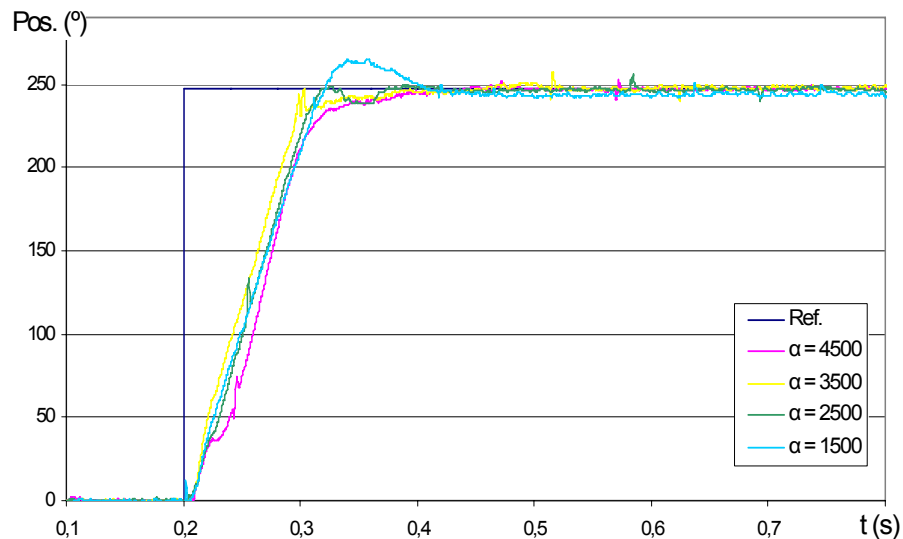


Figura 3.13: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 60$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$.

A figura 3.14 apresenta o andamento do erro de posição angular em regime estacionário.

As velocidades estão relativamente próximas umas das outras, isto é, as dinâmicas nos primeiros 100 ms são muito próximas, contudo observa-se uma relaxação maior para $\alpha = 1500$.

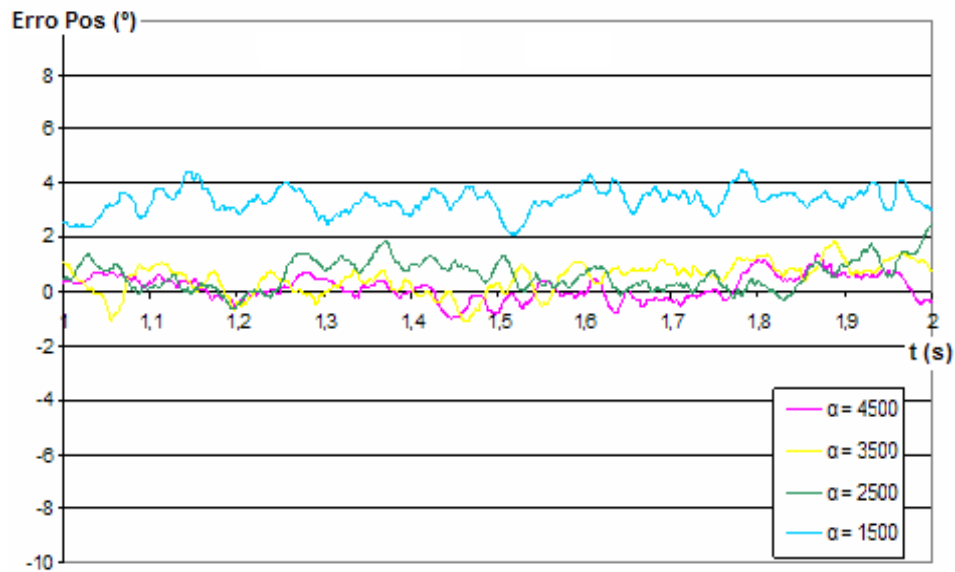


Figura 3.14: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 60$.

A figura 3.15 apresenta o andamento da velocidade do veio da máquina.

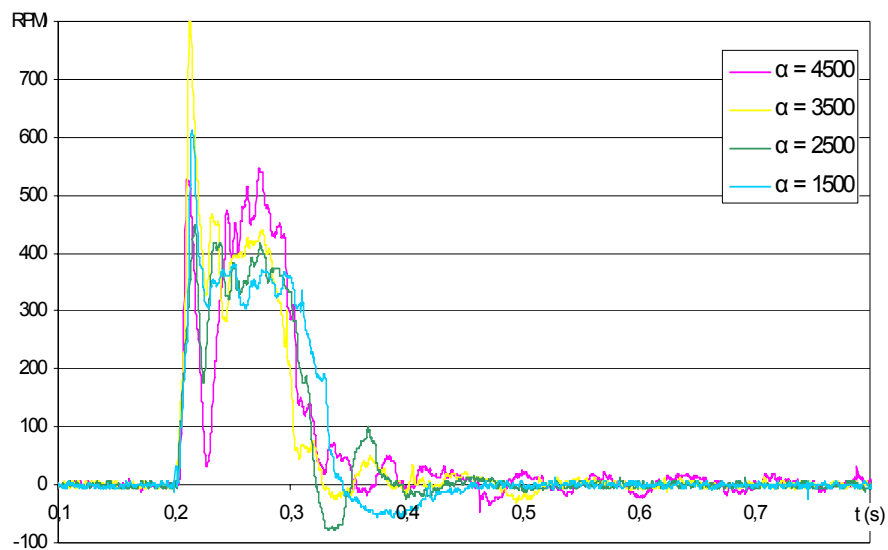


Figura 3.15: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 60$.

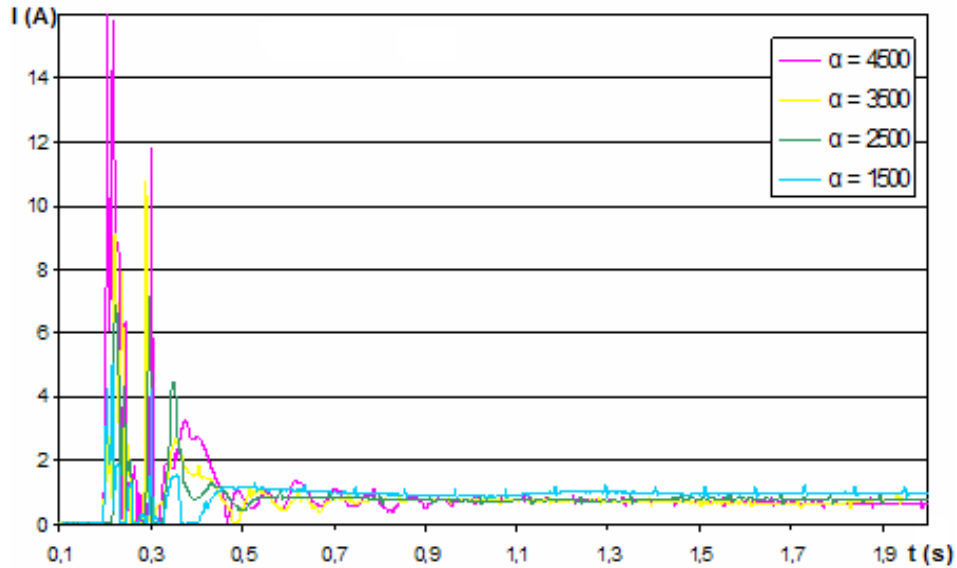


Figura 3.16: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 60$.

As figuras 3.17, 3.18, 3.19 e 3.20 apresentam o andamento das grandezas físicas medidas durante a resposta do sistema ao escalão de referência, com os parâmetros $\lambda = 80$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$. A figura 3.17 apresenta o andamento da posição angular do veio. Dos resultados obtidos, observa-se uma sobre-elevação acentuada para $\alpha = 1500$ o que provoca um aumento no tempo de estabilização.

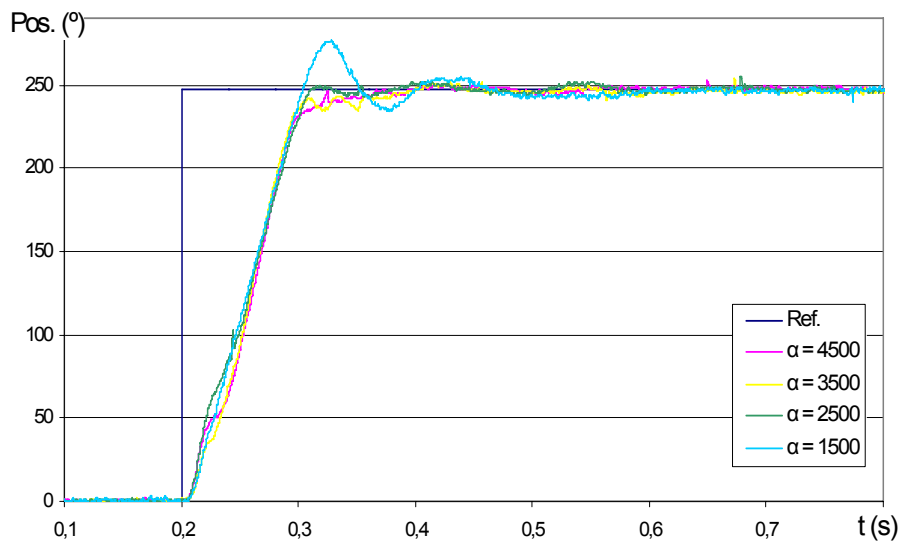


Figura 3.17: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 80$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$.

A figura 3.18 apresentam o andamento do erro de posição angular em regime estacionário. Observa-se que o erro de posição angular mais aceitável é obtido para $\alpha = 4500$.

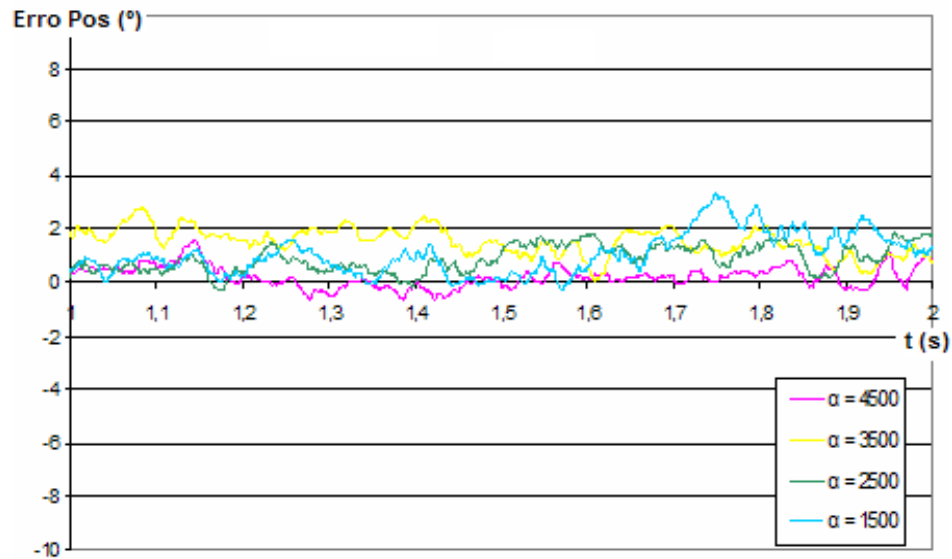


Figura 3.18: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 80$.

Na figura 3.19 apresenta o andamento da velocidade do veio da máquina onde se observam as oscilações amortecidas da velocidade em torno da posição de referência.

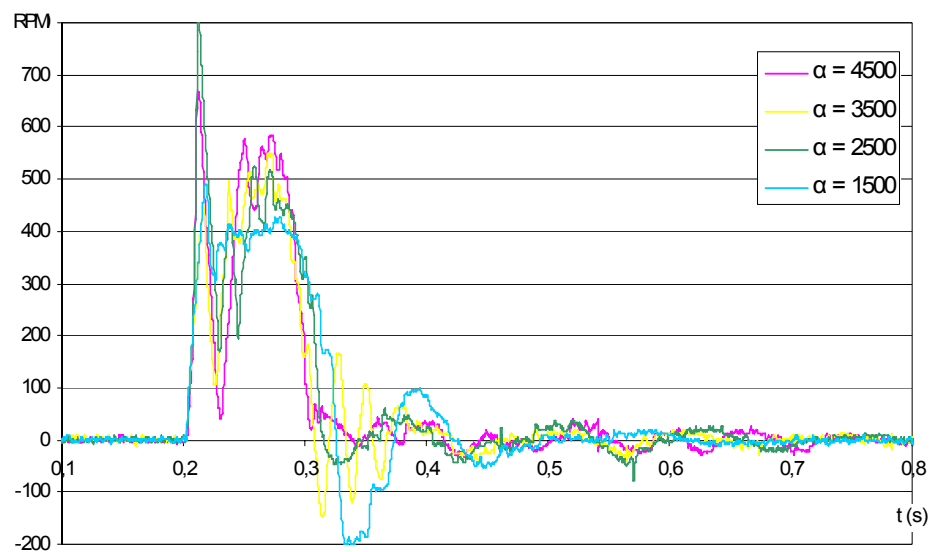


Figura 3.19: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 80$.

A figura 3.20 apresenta o andamento da corrente na fase F4.

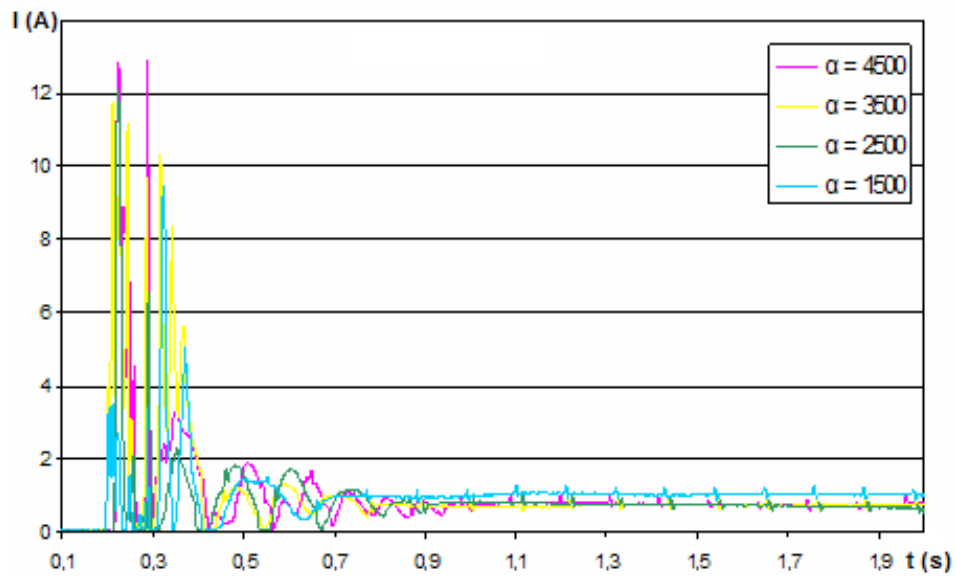


Figura 3.20: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 80$.

As figuras 3.21, 3.22, 3.23 e 3.24 apresentam o andamento das grandezas físicas medidas durante a resposta do sistema ao escalão de referência, com os parâmetros $\lambda = 100$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$. A figura 3.21 apresenta o andamento da posição angular do veio. Observa-se que para este conjunto de parâmetros verifica-se sobre-elevação de posição na resposta do sistema. O tempo de subida é de 100 ms, aproximadamente.

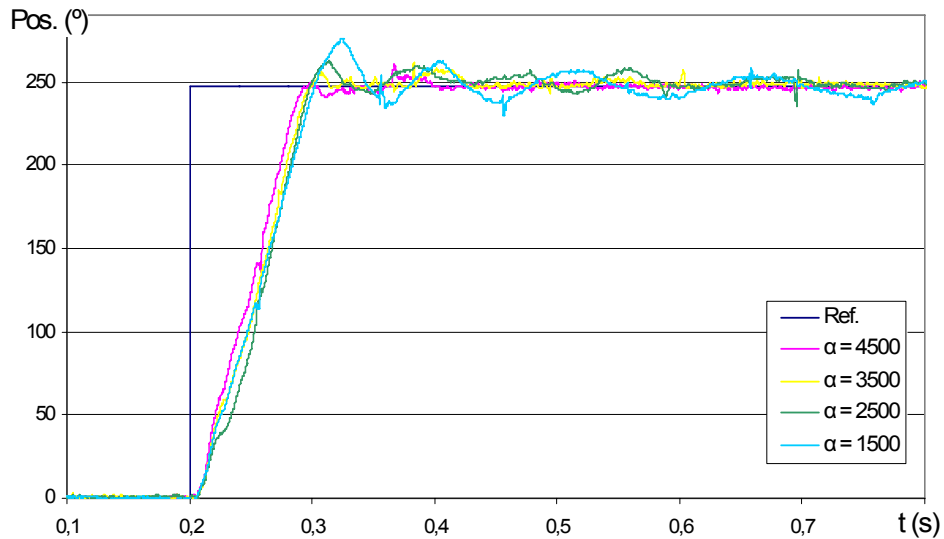


Figura 3.21: Resposta posicional do veio da máquina com $\lambda = 100$ e $\alpha = \{1500, 2500, 3500, 4500\}$.

A figura 3.22 apresenta o andamento do erro de posição angular em regime estacionário. Constata-se nestes resultados uma maior gama do erro de posição para $\alpha \leq 2500$.

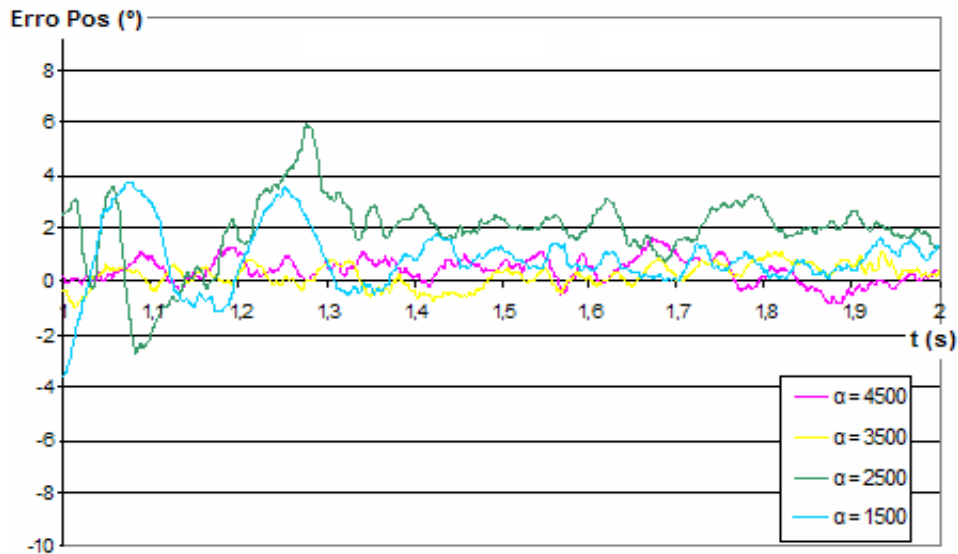


Figura 3.22: Erro de posição angular em regime estacionário com $\lambda = 100$.

A figura 3.23 apresenta o andamento da velocidade do veio da máquina. Embora nos instantes iniciais o padrão do andamento da velocidade seja semelhante ao dos ensaios anteriores, verificam-se mais oscilações da velocidade na proximidade da posição de referência.

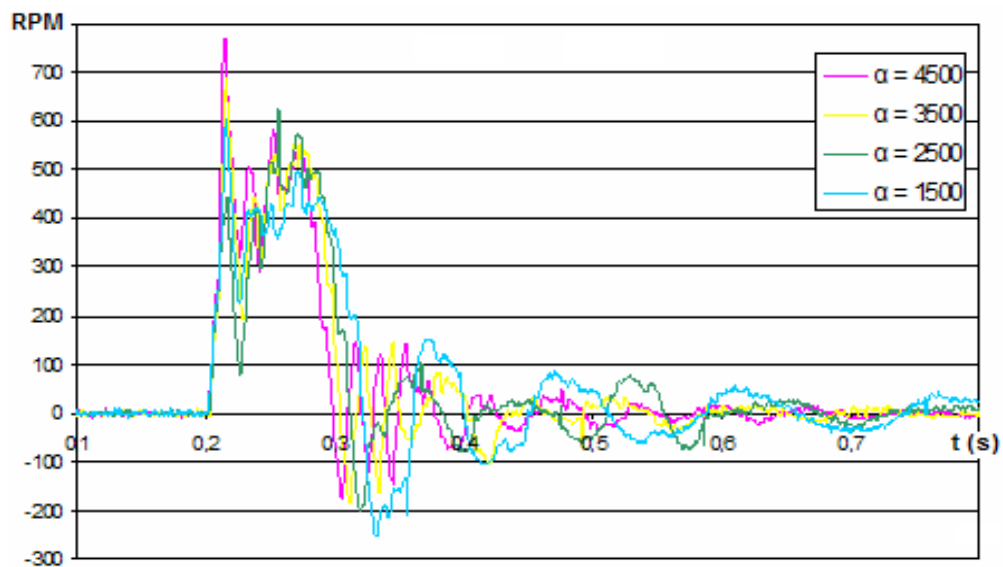


Figura 3.23: Andamento da velocidade do veio da máquina com $\lambda = 100$.

A figura 3.24 apresenta o andamento da corrente na fase F4.

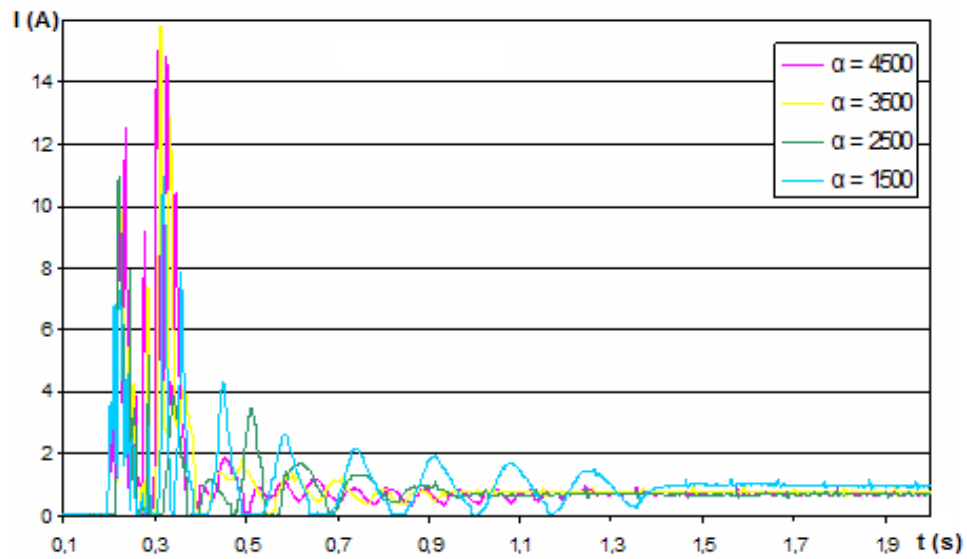


Figura 3.24: Andamento da corrente na fase F4 com $\lambda = 100$.

As figuras 3.25, 3.26, 3.27 e 3.28 apresentam o andamento da posição angular do veio medidas durante a resposta do sistema ao escalão de referência, para os vários valores do parâmetro λ mantendo constante o parâmetro α .

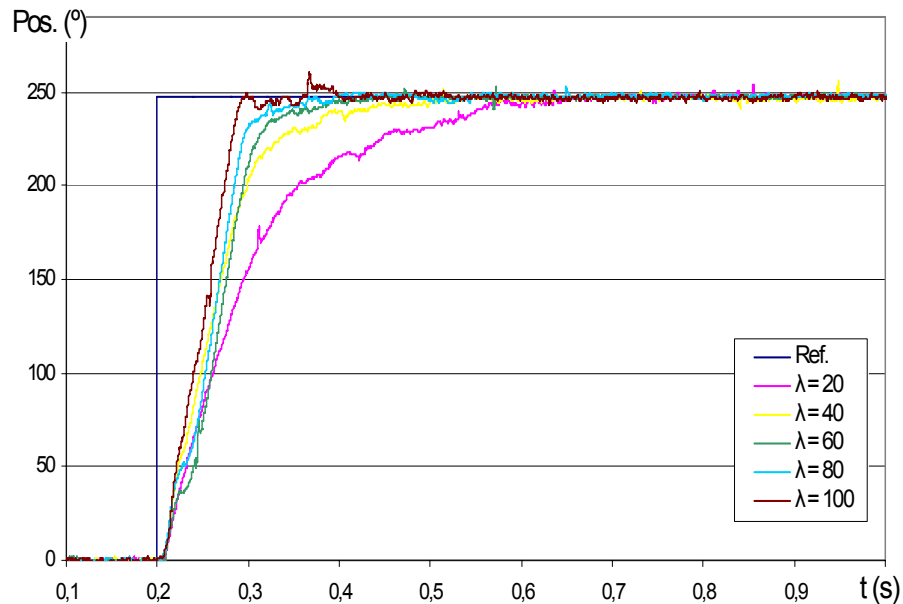


Figura 3.25: Andamento da posição angular do veio com $\lambda = \{20, 40, 60, 80, 100\}$ e $\alpha = 4500$.

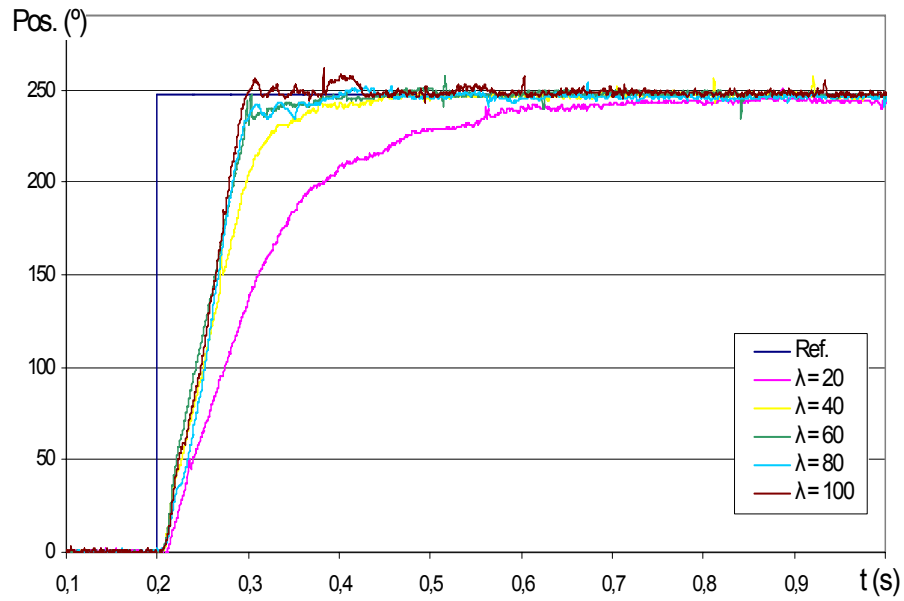


Figura 3.26: Andamento da posição angular do veio com $\lambda = \{20, 40, 60, 80, 100\}$ e $\alpha = 3500$.

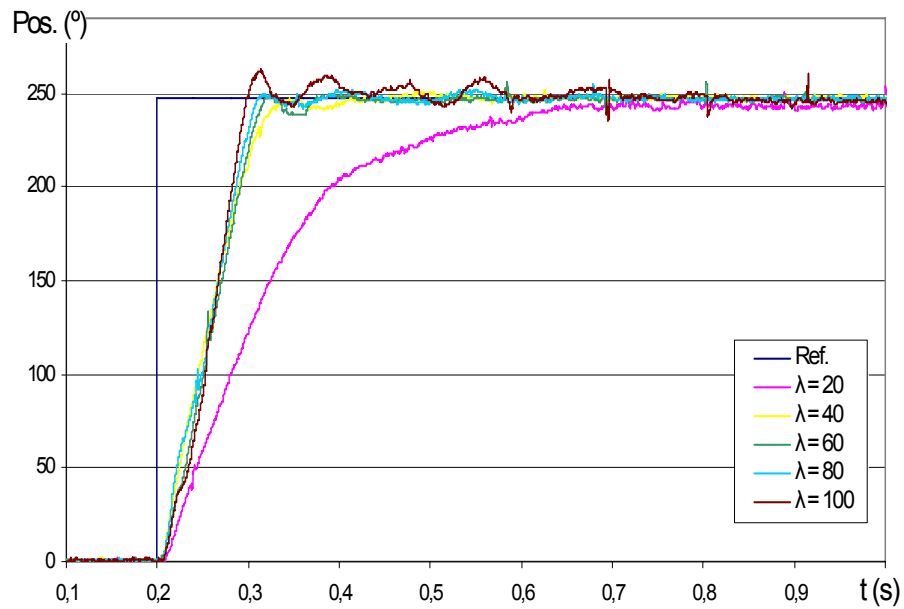


Figura 3.27: Andamento da posição angular do veio com $\lambda = \{20, 40, 60, 80, 100\}$ e $\alpha = 2500$.

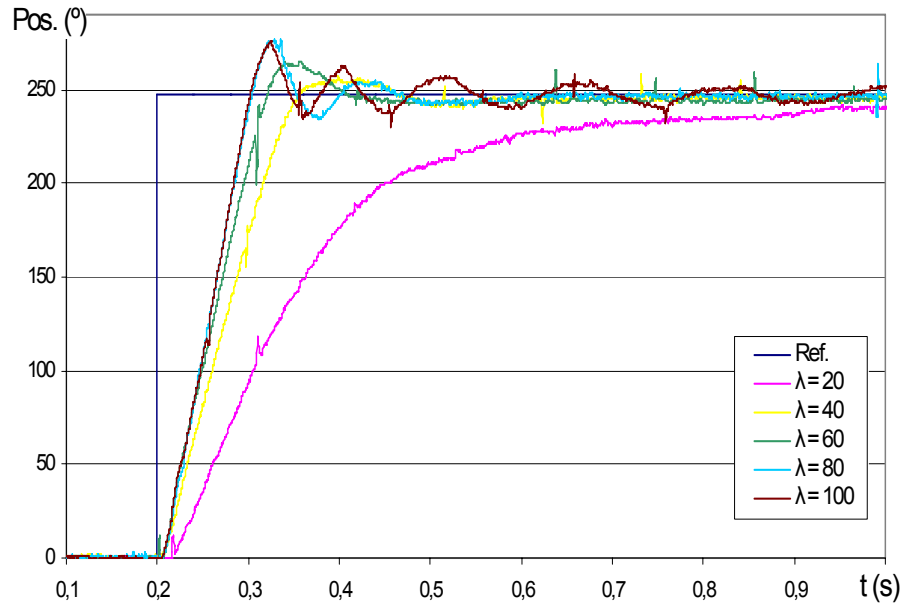


Figura 3.28: Andamento da posição angular do veio com $\lambda = \{20, 40, 60, 80, 100\}$ e $\alpha = 1500$.

Constata-se que os resultados mais oscilatórios são obtidos para valores mais elevados de λ embora apresentem os menores tempos de subida.

3.4.1.2 *Análise de resultados e determinação do valor dos parâmetros*

Numa primeira análise aos gráficos apresentados pode-se concluir que o sistema com $\lambda = 20$ apresenta uma evolução da posição mais lenta e tempo de estabilização mais prolongado. Nestes casos a resposta converge muito lentamente para o valor de referência, introduzindo erros mais significativos quando $\alpha < 4500$. Extrapolando para futuras aplicações, pode afirmar-se que nos casos de seguimento de uma referência com pontos de singularidade e variações mais rápidas da posição de referência, os erros serão elevados com estes valores de parâmetros.

Também se pode afirmar que o sistema com $\lambda = 100$ apresenta uma evolução mais rápida em direcção ao valor de referência mas com muitas oscilações e necessita de muito tempo para concluir a fase de estabilização quando $\alpha < 4500$. Pode também afirmar-se que esta combinação de parâmetros poderá estar no limiar de provocar mais oscilações (*chattering*).

Vários critérios podem ser utilizados para definir o desempenho de um accionamento eléctrico. Porém, não existe, em rigor, uma classificação unificadora que caracterize o desempenho que um accionamento eléctrico deverá possuir, sendo que cada fabricante aplica e desenvolve os seus produtos consoante o tipo de funcionalidade e exigência pretendida. Assim também, neste trabalho foi definido um conjunto de critérios como a seguir se apresentam e que são considerados aceitáveis:

- ausência de sobrelevação no controlo de posição angular.
- menor valor médio do erro de posição.
- menor desvio padrão amostral do erro de posição.

Assim, as tabelas apresentam os valores respeitantes aos critérios definidos, que foram obtidos nos ensaios anteriormente apresentados, com as combinações de valores dos parâmetros α e λ .

Tabela 3.2. Sobrelevação percentual da posição angular do veio.

%	α			
λ	1500	2500	3500	4500
20	0	0	0	0
40	3,5	0	0	0
60	7	0,3	0,6	0
80	11,3	0,6	1	0,6
100	11,4	5,9	3,1	1,8

Tabela 3.3. Erro médio de posição angular do veio quando $1s \leq t \leq 2s$.

(°)	α			
λ	1500	2500	3500	4500
20	7,03	4,42	3,87	0,03
40	1,76	-0,09	0,17	0,44
60	3,37	0,6	0,48	0,14
80	1,05	0,90	1,54	0,21
100	0,84	1,96	0,23	0,41

Tabela 3.4. Desvio padrão amostral do erro de posição.

(°)	α			
λ	1500	2500	3500	4500
20	0,53	0,77	0,6	0,57
40	0,5	0,49	0,77	0,42
60	0,46	0,54	0,57	0,46
80	0,77	0,50	0,51	0,40
100	1,14	1,32	0,42	0,47

Da análise das tabelas 3.2, 3.3 e 3.4, os valores de α e λ que satisfazem os critérios estabelecidos são $\alpha = 4500$ e $\lambda = 60$. Estes serão os valores utilizados na implementação e no estudo do desempenho do conjunto. Embora não tão expressivos, mas igualmente interessantes, ficam os seguintes valores de $\lambda = 40$ e $\alpha = \{2500, 3500, 4500\}$. Estes valores de parâmetros são úteis para outras situações de carga mecânica e de desempenho pretendido do sistema.

Com carácter demonstrativo do desempenho do controlador, com os parâmetros $\alpha = 4500$ e $\lambda = 60$ anteriormente definidos, apresenta-se na figura 3.29 a resposta posicional do sistema a um escalão de 247.5° com carga. Nesta figura, apresenta-se também o andamento da velocidade e do sinal da lei de comutação S_k definido em (3.33) e ampliado de 100 vezes, ao longo do posicionamento do veio da MERC.

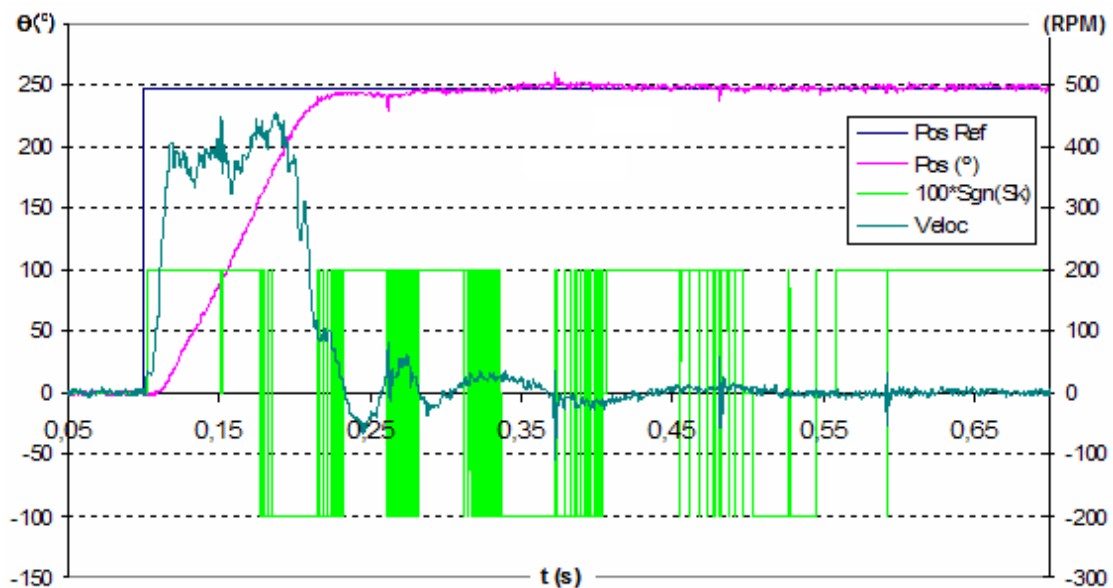


Figura 3.29: Resposta a um escalão de posição. Andamento da posição angular, da velocidade do veio e do sinal ampliado da lei de comutação (S_k).

3.4.2 Análise de Robustez do Controlador

Nesta secção apresenta-se a análise de robustez do controlador por modo de deslizamento desenvolvido nas secções anteriores. A robustez de um controlador é avaliada através do seu desempenho quando está sujeito a situações para as quais não foi originalmente concebido ou projectado. Os modelos matemáticos que caracterizam os sistemas físicos apresentam limitações porque podem não reflectir a realidade nalgumas situações. Assim, o controlador pode estar sujeito a mudanças de parâmetros do modelo, a perturbações inesperadas tais como; dinâmicas não modeláveis na forma de ruídos eléctricos e/ou mecânicos; tempos de atrasos não modelados ou aleatórios, entre outros.

Nesta análise, o controlador desenvolvido e implementado foi sujeito a uma alteração de parâmetros do modelo matemático que caracteriza a parte mecânica da MERC. O momento de inércia J e o coeficiente de atrito viscoso B_v são os parâmetros do modelo que foram modificados.

Com a finalidade de testar a robustez do sistema, o controlador é redefinido através das expressões (3.28), (3.29) e (3.30) tendo em conta o novo valor que foi determinado para o parâmetro seleccionado. As constantes K_1 , K_2 e K_3 da lei de comando assim determinadas, caracterizam o controlador o qual é programado no protótipo e é efectuado o teste dinâmico com a máquina em estudo. Neste caso e do ponto de vista do controlador a máquina em estudo é considerada desadequada, por possuir uma dinâmica distinta, sendo necessário um maior ou menor esforço de controlo, consoante o valor do parâmetro seleccionado, para que a resposta do sistema convirja. A robustez do controlador é analisada através do desempenho do sistema na resposta a um escalão de 247.5° . Os parâmetros do controlador α e λ foram mantidos constantes para todos os testes.

A figura 3.30 apresenta o andamento da posição angular quando o controlador, calculado com $0.5J$, $1.5J$ e J , para comparação, foi submetido ao escalão de referência. Observa-se uma pequena sobrelevação de 5.8% na resposta do sistema quando o $J_{novo} = 1.5J$ contudo converge e estabiliza tal como com $J_{novo} = 0.5J$, atingindo ambos o regime estacionário com erro médio de posição inferior a 0.2° . De referir que estes testes foram realizados com uma carga activa composta por uma massa gravítica de 3.4 kg.

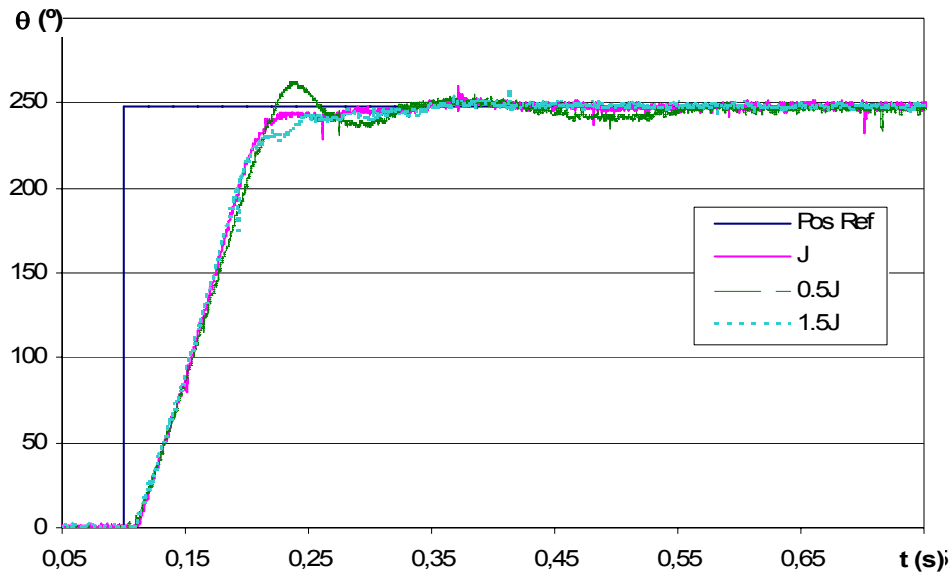


Figura 3.30: Resposta a um escalão de posição com parâmetro J modificado.

A figura 3.31 apresenta o andamento da posição angular quando o controlador, determinado com $0.5B_v$, $1.5B_v$ e B_v para comparação, foi submetido ao mesmo escalão de referência. Observa-se que a resposta do sistema não é afectada significativamente sendo o erro médio de posição inferior a 0.15° .

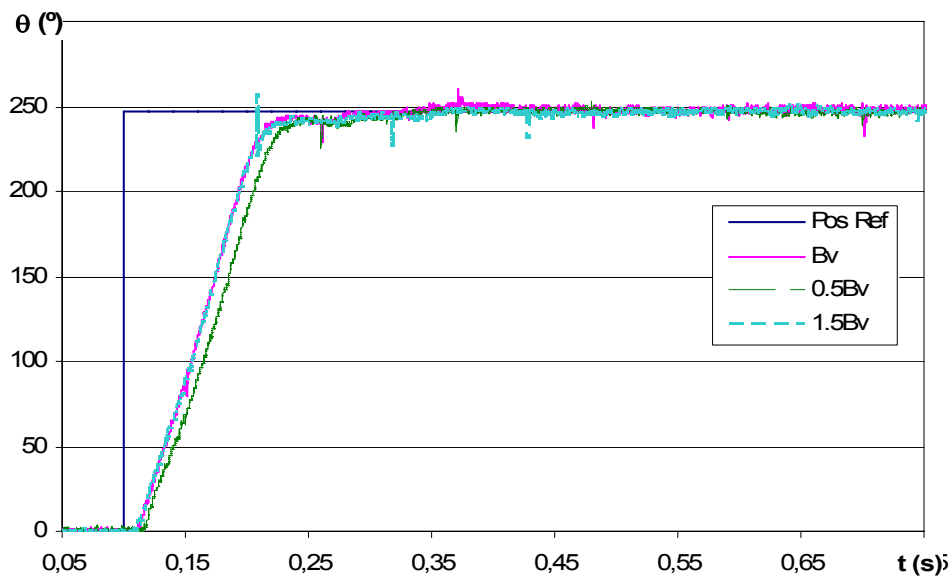


Figura 3.31: Resposta a um escalão de posição com parâmetro B_v modificado.

Conclui-se, pelos desempenhos apresentados, que o sistema é robusto às alterações dos parâmetros apresentados.

3.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados, de forma sucinta, os conceitos teóricos básicos mais conhecidos sobre sistemas de estrutura variável, orientados para o controlo.

Um controlador por modo deslizamento, que foi projectado e implementado no protótipo, foi apresentado passo por passo. As considerações e simplificações foram discutidas para melhor se compreender o desenvolvimento do projecto, assim como para dar relevância a uma das principais vantagens deste tipo de controlador, a sua robustez. Esta robustez, caracterizada pela insensibilidade às variações dos parâmetros do sistema e às perturbações externas, associada à simplicidade de implementação e adequação a sistemas electrónicos microprocessados, fazem que o controlador por modo de deslizamento seja considerado adequado para este trabalho.

Foi apresentado o modelo de espaço de estados contínuo do sistema a controlar e a sua discretização. Foi apresentado o desenvolvimento da lei de comutação, da lei de convergência que foi escolhida para este trabalho assim como da lei de controlo resultante.

Em termos de diagrama de blocos, foi apresentada a estrutura do sistema completo que foi implementado num controlador digital de sinal. Isso implicou que o controlador por modo de deslizamento fosse adaptado ao caso particular da máquina eléctrica de relutância comutada assim como às condições da sua implementação.

O controlador projectado apresenta duas entradas e duas saídas. As entradas do controlador são o erro de posição angular e a velocidade do veio. As saídas do controlador são a amplitude da taxa de modulação da largura de impulso e o sinal do binário motor a impor. Apresenta a vantagem de aplicar uma acção de controlo na taxa de modulação da largura de impulso, potenciando a sua aplicação em sistemas microprocessados de baixo custo. Por outro lado, a não existência de anéis em cascata de corrente ou binário que implicaria maior número de sensores e de parâmetros a calibrar, traduz-se numa maior robustez, menor custo e simplicidade de implementação.

Os intervalos de valores dos parâmetros α e λ do controlador desenvolvido estão relacionados com a estabilidade e o desempenho do sistema global e foram definidos teoricamente

conforme critérios apresentados. Os valores exactos dos parâmetros do controlador, a utilizar nos testes de análise de desempenho do accionamento no quinto capítulo, foram determinados com base em resultados experimentais. Os referidos resultados experimentais surgiram da resposta do sistema global a um escalão de posição de referência sendo que foram analisados e classificados segundo os critérios de ausência de sobrelevação no controlo de posição angular, menor valor médio do erro de posição e menor desvio padrão amostral do erro de posição. Concluiu-se que os valores dos parâmetros α e λ do controlador que satisfazem os critérios estabelecidos são $\alpha = 4500$ e $\lambda = 60$. Foi apresentado o desempenho do controlador com os parâmetros definidos, na resposta a um escalão, para se observar a actuação do sinal da lei de comutação.

Para finalizar este capítulo sobre o desenvolvimento e implementação de um controlador por modo de deslizamento, um conjunto de testes foram efectuados, com carga mecânica, para analisar a robustez do controlador, face à alteração do valor dos parâmetros do modelo mecânico da MERC. O momento de inércia, J , e o coeficiente de atrito viscoso, B_v , são os parâmetros que foram modificados. O controlador foi projectado com os novos valores de parâmetros para os seguintes casos; $0.5J$ e $1.5J$, mantendo-se o valor nominal o coeficiente de atrito viscoso e para; $0.5B_v$, e $1.5B_v$, mantendo-se o valor nominal do momento de inércia. A robustez do controlador foi analisada através do desempenho do sistema na resposta a um escalão. Conclui-se que, apesar da modificação do valor de parâmetros, se comprova a convergência e a estabilidade da trajectória da posição angular, com uma pequena sobrelevação num caso, e pequenos erros de posição angular em regime estacionário.

CAPÍTULO 4 – DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR DE POSIÇÃO BASEADO NA MEDIÇÃO INDIRECTA DA POSIÇÃO

Resumo: Neste capítulo analisam-se as diversas comunicações desenvolvidas e apresentadas por vários investigadores sobre a medição indirecta da posição angular do veio aplicado à máquina eléctrica de relutância comutada. É proposta uma técnica de medição indirecta da posição angular em função de objectivos relacionados com o controlo de posição. À técnica apresentada, desenvolvida e implementada é analisada o seu desempenho através de resultados experimentais. Para efectuar o controlo de posição angular é associado à técnica proposta um controlador clássico. Os resultados experimentais demonstrativos do desempenho do conjunto assim como da calibração dos controladores são apresentados.

4.1 INTRODUÇÃO

No segundo capítulo desenvolveu-se o estudo sobre as características mecânicas e magnéticas da máquina eléctrica de relutância comutada e os modos de operação no controlo da posição angular. Ficou evidente a necessidade do conhecimento da posição angular instantânea, sem o qual não é possível determinar o erro da posição, nem determinar o θ_{on} e θ_{off} exactos das diversas fases de magnetização da máquina. O sensor de posição angular, aplicado à máquina, pode ser visto como uma desvantagem, por contribuir para o aumento do custo do sistema (Krishnan, 2001a). Esta desvantagem é o alvo da motivação de diversos investigadores no sentido de a colmatar. Como consequência, existe actualmente, um elevado número de técnicas que foram estudadas, desenvolvidas e apresentadas para resolver o problema da medição indirecta da posição angular do veio (Fahimi *et al.*, 2000 e Kawamura, 1994). Porém, nesses estudos, praticamente todos referem a aplicação destas técnicas no controlo da velocidade num ou vários quadrantes e no controlo das oscilações do binário, sendo que muito poucos exploram a aplicação das técnicas propostas no controlo da posição angular do rotor.

Na primeira parte deste capítulo, de uma forma resumida, analisam-se as técnicas de medição indirecta da posição angular, desenvolvidas por diversos investigadores. Pretende-se apresentar uma revisão actualizada das questões técnico-científica relacionadas com o tema juntando uma análise crítica à sua aplicabilidade quando enquadrado num suposto controlo de posição angular do rotor independentemente da tipologia da MERC em causa.

A segunda parte deste capítulo consiste na apresentação da técnica de medição indirecta da posição angular do rotor proposta e implementada. Efectuam-se diversas análises à técnica proposta com base na investigação experimental efectuada, culminando com as respectivas vantagens e inconvenientes.

Na terceira parte deste capítulo é apresentado o sistema completo composto pelo controlador de posição angular associado ao sistema de comando e à técnica de medição indirecta da posição. Os resultados experimentais fundamentam a calibração dos controladores utilizados no controlo de posição num escalão de referência.

4.2 REVISÃO DAS TÉCNICAS DE MEDIÇÃO INDIRECTA DA POSIÇÃO ANGULAR

Muitos investigadores têm desenvolvido várias técnicas que têm por base o método indirecto de medição da posição, com a finalidade de substituírem o sensor de posição externo, mecanicamente ligado ao veio (Krishnan, 2001a). Objectivamente, todas as técnicas que no decorrer desta secção são apresentadas, retratam ou baseiam-se no valor instantâneo da variação do coeficiente de auto-indução, de uma forma indirecta, com a finalidade de obter a informação da posição angular. Apesar da variedade de técnicas propostas nos diversos estudos existentes na literatura, que vão desde sistemas mais simples e directos até aos sistemas mais complexos como sistemas neuronais, difusos e híbridos entre outros, procurou-se agrupá-los segundo um denominador comum e que é na essência, quanto à forma que a dita técnica se relaciona com a máquina. Assim, desta diversidade de técnicas de medição indirecta da posição, versadas nos diversos trabalhos científicos, podemos classificá-las em dois grupos, os métodos passivos ou não intrusivos de medição e os métodos activos de medição conforme a figura 4.1.

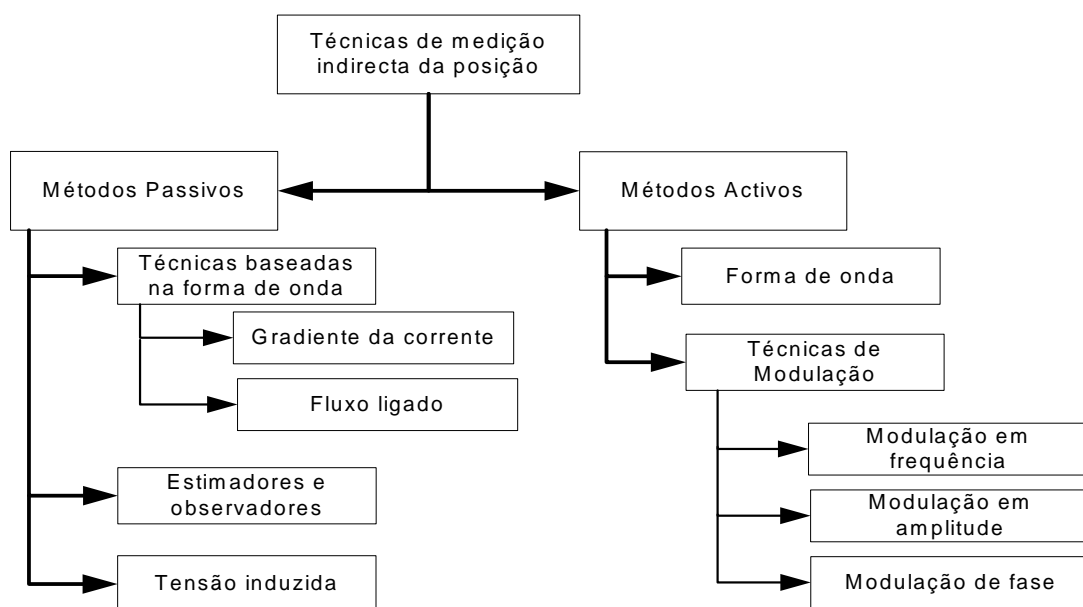


Figura 4.1: Classificação dos métodos de medição indirecta da posição.

4.2.1 Métodos Passivos

Os métodos passivos ou não intrusivos são compostos por um conjunto de técnicas que se baseiam na medição, numa fase de excitação activa, de uma grandeza aplicada e/ou absorvida pela máquina, no decurso do seu funcionamento normal, de modo a obter a informação da posição angular. Os métodos mais populares na literatura são baseados:

- na forma de onda (derivada da corrente, fluxo);
- nos estimadores ou observadores;
- na tensão induzida.

Passe-se à descrição sumária de cada método de modo a perceber as técnicas aplicadas.

4.2.1.1 Forma de onda

Esta técnica baseia-se essencialmente em efectuar a monitorização da corrente absorvida durante o pulso de tensão de alimentação aplicado à máquina. Este pulso de tensão é parte integrante e necessária para que, em condições normais de alimentação, se verifique o bom funcionamento da máquina. Baseado neste princípio, existem alguns estudos que divergem somente na utilização da informação obtida, de modo a detectar a posição de referência ou de comutação.

4.2.1.1.1 Gradiente da corrente de fase

Aarnley em (Aarnley *et al.*, 1985) propôs a monitorização da forma de onda da corrente da fase excitada de modo a detectar através da sua derivada a posição do rotor, representado em (4.1). O coeficiente de auto-indução incremental L é definido em (4.2).

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_k - i_k R - \frac{\partial \psi}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}}{L} \quad (4.1)$$

$$L = \frac{\partial \psi}{\partial i} \quad (4.2)$$

O modo de determinar a posição angular indirectamente é através do tempo de subida t_s ou do tempo de descida t_d da corrente, dados pelas expressões (4.3) e (4.4).

$$t_s = \frac{L \partial i}{U_k - i_k R - \frac{\partial \psi}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}} \quad (4.3)$$

$$t_d = \frac{L \partial i}{i_k R + \frac{\partial \psi}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}} \quad (4.4)$$

A determinação do θ_{on} e θ_{off} baseia-se na comparação da medição do tempo de subida ou descida da corrente relativamente a um tempo de referência t_{ref} definido para o controlador histerético utilizado.

Como a monitorização do andamento da corrente é feita na fase activa, só é possível aplicar este método quando o modo de operação da máquina for por controlo de corrente (Kai *et al.*, 2006).

Esta técnica, tal como Acarnley apresentou, deixa evidente o inconveniente de desprezar a variação da resistência da fase assim como a variação da força electromotriz induzida, o que se reflecte na precisão da medição indirecta da posição. Tem o inconveniente de limitar a flexibilidade de controlo devido a requerer que a corrente média de comutação seja fixa, a fim de, para a mesma, se definir o tempo de referência (t_{ref}). É difícil definir a posição angular quando a velocidade do veio da máquina é elevada. Isto deve-se ao facto da força electromotriz desenvolvida assumir um valor tal que o modo de operação passa naturalmente, a ser de pulso de tensão, sendo difícil obter a informação do tempo de subida e/ou de descida da corrente, ao longo de um período eléctrico de excitação da máquina. Mas o maior problema desta técnica, segundo Hussain em (Hussain, 1996) verifica-se também nas baixas velocidades onde os tempos de subida ou descida são de muito menor amplitude.

Panda em (Panda e Amaratunga, 1993a e 1993b) demonstrou a importância de não desprezar o efeito da força electromotriz induzida, modificando a aproximação sugerida por Acarnley através de um processo adaptativo do t_{ref} , baseado na velocidade de operação da máquina, compensando-o.

4.2.1.1.2 *Fluxo ligado*

Baseado na mesma técnica, da aplicação de um pulso de tensão e medição simultânea da corrente absorvida, mas utilizando a informação doutra forma, foi a proposta de Helland e Lyons em (Helland, 1986 e Lyons *et al.*, 1991). Este método baseia-se no conhecimento da característica magnética não linear da máquina que relaciona o fluxo ligado, a corrente na fase e a posição angular do rotor. A posição do rotor é determinada indirectamente através da medida da corrente e da tensão da fase. Com estas medidas determina-se o fluxo através da expressão (4.5)

$$\psi = \int (U - Ri(t))dt \quad (4.5)$$

O integral é simples de implementar para valores de $U \gg Ri(t)$. Conhecendo as amplitudes do fluxo e da corrente é possível determinar a posição indirectamente através de uma interpolação linear de valores da tabela da característica magnética fluxo/corrente/posição da máquina (Ray e Al-Bhadly, 1993). Contudo, qualquer variação na resistência da bobina de fase, devido ao aquecimento, introduz-se um erro na estimação do fluxo e consequentemente redonda na estimação incorrecta da posição do rotor. Husain em (Husain, 1996) considera que este método é mais adequado no modo de operação de pulso único quando são necessários regimes de velocidade mais elevados.

O tempo de computação torna-se crítico quando a velocidade do veio da máquina é elevada. O limite de velocidade depende da capacidade do processador ou do *hardware*. Este método é aplicado na detecção do patamar de fluxo de referência correspondente ao valor da posição de referência para sincronismo do sistema de comando da comutação. Este método proposto por Helland não prevê o efeito das induções mútuas. A proposta de Lyons colmatou a imprecisão da falta das induções mútuas, para máquinas de relutância multifásicas, tornando o método muito complexo e difícil de implementar.

Existem alguns autores (Mese e Torrey, 2002, Enayati e Saghaiannejad, 2006 e Henriques *et al.*, 2004) propõem a modelação da característica magnética da máquina através de redes neuronais e sistemas difusos ou híbridos mas, na essência, assentam na informação produzida por esta técnica.

4.2.1.2 *Estimadores ou observadores*

Os observadores, baseados no modelo matemático da máquina, é uma das abordagens para determinar indirectamente a posição do veio, conforme demonstraram Lumsdaine, Elmas e Yang em (Lumsdaine e Lang, 1990, Elmas e Parra, 1996 e Yang e Kim, 2000). Neste método a dinâmica da máquina é modelada no espaço de estados. O algoritmo com o modelo matemático é executado paralelamente com o funcionamento da máquina, partilhando os sinais de entrada. A informação da diferença entre o valor das variáveis de saída do modelo e a medida das variáveis da máquina é utilizada para forçar o estimador do estado a convergir. As medidas da tensão e corrente da fase são suficientes para que um observador com essas entradas produza uma saída da posição (Husain e Islam, 2001).

A principal vantagem deste método é que não requer outras técnicas de diagnóstico adicional. Porém apresenta o inconveniente de necessitar de muita capacidade de processamento em tempo real de modo a estar em fase com os valores reais da máquina. Os parâmetros da máquina e da carga devem ser bem conhecidos e caracterizados para todos os regimes de funcionamento. Implica que o modelo matemático deverá ser preciso. Segundo Krishnan em (Krishnan, 2001b) esta técnica ainda carece de estudos relativamente à variação de velocidade, à operação em plena carga, à indução mútua e às perdas. O estimador, em princípio, converge ao fim de um determinado intervalo de tempo. Até atingir a convergência o estimador pode produzir resultados erráticos comprometendo a estabilidade de todo o sistema.

4.2.1.3 *Tensão induzida*

Este método, proposto por Husain em (Husain e Ehsani, 1994), consiste na medida da tensão induzida devido ao acoplamento magnético entre bobinas de fases adjacentes, distintas da fase excitada. Quando a corrente na fase excitada é regulada, através de modulação da largura de impulso ou de um regulador histerético, a tensão induzida vem em função da posição do rotor e é dada por (4.6)

$$V_m = \frac{d\psi_m}{dt} \quad (4.6)$$

$$\psi_m = M(\theta) i \quad (4.7)$$

Sendo $M(\theta)$ o coeficiente de indução mútuo obtida através da expressão (4.7).

O valor do coeficiente de indução mútuo é então comparado com o valor de referência correspondente à posição pretendida para informar o sistema de comando da comutação. Mas este método necessita, para determinação indirecta da posição, de juntar numa tabela os valores de coeficientes de indução mútuo de referência para várias velocidades do veio e para várias correntes de fase. A tabela precisa de ser calibrada para a máquina em causa de modo a evitar as imperfeições referidas no método anterior. Requer que uma fase seja sempre excitada para determinar a posição actual e fundamentalmente que haja um significativo acoplamento magnético entre fases. É de referir que nem sempre este acoplamento magnético é suficiente para a aplicação deste método e que a saturação magnética pode induzir erros de estimação da posição angular.

4.2.2 Métodos Activos

Os métodos activos de medição indirecta da posição baseiam-se na injeção de um sinal de alta frequência numa fase inactiva com a finalidade de obter a informação da variação do coeficiente de auto-indução. São exemplos os métodos baseados;

- na forma de onda;
- nas técnicas de modulação (modulação de frequência, amplitude e de fase).

De uma forma generalizada estas técnicas têm a vantagem de serem mais simples contudo surgem algumas limitações em termos de velocidade máxima possível e/ou quanto à amplitude do sinal pulsado de diagnóstico.

4.2.2.1 Forma de onda

Esta metodologia consiste em aplicar um pulso de tensão numa fase inactiva durante um curto intervalo de tempo Δt e simultaneamente analisar a evolução da forma de onda da corrente, cuja derivada depende da amplitude do coeficiente de indução incremental e este, por sua vez, depende da posição angular do rotor. Assim, da mesma forma que no método passivo, pela

análise da forma de onda já apresentada, as expressões (4.3) e (4.4) são válidas. Há estudos que desenvolveram a aplicação deste método em qualquer zona da fase inactiva detectando o t_s ou t_d comparando com um t_{ref} correspondente à posição pretendida. Esta técnica, proposta por Acarnley em (Acarnley *et al*, 1985), desprezou a tensão induzida e a resistência da bobina da fase.

Khalil em (Khalil *et al*, 2005) aplicou pulsos de tensão de curta duração de modo que a expressão simplificada (4.8) possa ser considerada. Isto é, mantendo constante Δt e a tensão, mede-se a corrente i_{pico} ou, mantendo constante Δi e a tensão, mede-se o tempo t . Pode-se estimar o valor do coeficiente de indução através da expressão (4.8). A posição do rotor pode ser estimada com base numa função $\theta = f(L(\theta))$ ou utilizar uma tabela que, por interpolação, permite a determinação do valor do ângulo θ .

$$v \approx L(\theta) \frac{i_{pico}}{\Delta t} \Leftrightarrow L(\theta) \approx \frac{v \Delta t}{i_{pico}} \quad (4.8)$$

Mvungri em (Mvungri e Stephenson, 1991) aplicou a mesma técnica mas com a finalidade de estimar o fluxo. Este método é semelhante ao apresentado no método passivo e expresso em (4.5), sendo que a diferença reside na duração do impulso a ser aplicado a uma fase inactiva. A posição estimada é retirada da família de curvas de fluxo, corrente e posição que caracterizam a característica magnética da máquina.

Um dos problemas desta técnica foi referido por Dunlop em (Dunlop e Marvelly, 1987), onde apresentou o efeito do acoplamento mútuo na medição da derivada da corrente, provocando erros na determinação da posição estimada. Harris em (Harris e Lang, 1990), para além dos efeitos do acoplamento mútuo refere também a influência das correntes de Foucault na precisão da estimação da posição.

4.2.2.2 Técnicas de modulação

Há várias técnicas aplicadas na medição indirecta da posição angular que se baseiam no princípio da modulação de um sinal. Estas técnicas foram desenvolvidas de modo a reduzir e mesmo eliminar alguns inconvenientes que os sistemas de detecção passiva encerram. A aplicação das técnicas de modulação permite obter a posição angular do rotor de uma forma

codificada. Por essa razão é denominada por codificador de posição ou codificador do coeficiente de indução. As técnicas mais utilizadas são:

- modulação em frequência;
- modulação em amplitude e em fase.

A codificação da posição angular do rotor através da aplicação de técnicas de modulação é baseada na extracção periódica da variação do coeficiente de indução. O sinal que contém a informação proporcional ao $L(\theta)$ tem uma variação de frequência mais baixa do que a portadora. A informação é decodificada através de um demodulador. A aplicação de uma resistência externa permite desprezar a influência do efeito da força electromotriz induzida devido à velocidade e também facilita a medição. Todavia estas técnicas necessitam de mais dispositivos de potência de modo a isolar o circuito de medição do circuito de potência e não são indicadas para velocidades elevadas da máquina.

4.2.2.2.1 *Modulação em frequência*

A modulação em frequência consiste num oscilador associado à bobina de uma das fases inactivas, onde a frequência da portadora é modulada em função da variação do coeficiente de indução. Existe então, uma relação linear entre o coeficiente de indução e o período da frequência modulada. Segundo Ehsani em (Ehsani *et al*,1992), o intervalo de tempo do período é utilizado para comparar com o tempo de referência condizente com o θ_{on} e o θ_{off} que delimitam o intervalo de excitação das fases.

4.2.2.2.2 *Modulação em amplitude e em fase*

Esta técnica consiste em aplicar um sinal sinusoidal a uma fase inactiva de cada vez, onde é analisado o desfasamento entre a corrente e a tensão. Como a impedância vai variar em função do coeficiente de indução, vai provocar uma alteração na amplitude da corrente, assim como na sua desfasagem relativamente à tensão (Siadatan *et al.*, 2007).

Ehsani em (Ehsani *et al*, 1994) refere que a análise matemática e simulação do circuito demonstram que a variação do ângulo de fase é mais sensível para baixos valores do coeficiente de indução enquanto que a variação de amplitude é mais sensível para valores

mais elevados do coeficiente. Alguns investigadores (Suresh *et al.*, 1999), sugerem que a combinação de dois métodos melhora a sensibilidade da codificação do coeficiente de indução devido à possibilidade de obter a informação com uma gama de valores mais alargada para a mesma variação de posição angular.

4.2.3 Análise Crítica às Técnicas

A MERC, devido à sua peculiar característica que relaciona fluxo ligado, corrente na fase e posição angular do rotor permite a possibilidade de estimar a posição do rotor indirectamente. Genericamente, de uma forma ou outra, o princípio subjacente de cada técnica de medição indirecta da posição é baseado na medição da variação do coeficiente de indução de uma fase (Fahimi *et al.*, 2000). Assim, nalguns aspectos, os problemas que as técnicas apresentam são comuns. A análise crítica dos métodos e técnicas de medição indirecta da posição que se pretende levar a cabo é do ponto de vista da sua aplicação no contexto do controlo da posição angular. Pretende-se determinar quais as potenciais técnicas que, em função dos objectivos, se tornam as mais favoráveis para serem implementadas em associação com um sistema de comando e controlo de posição angular. Esta análise tem como referência o desempenho que um sistema servomotor tem de possuir para que, da posição angular de repouso, inicie a marcha até à posição de referência, permanecendo o tempo que for necessário e retrocedendo à posição de repouso, com e sem carga activa. Para tal distinguem-se três aspectos que se consideram importantes na análise e que são:

- o arranque da máquina;
- o percurso e a estabilização na posição de referência;
- o equipamento necessário.

4.2.3.1 O arranque da máquina

Na MERC, antes de iniciar a marcha, a determinação da posição do rotor em repouso, requer a informação da sua posição relativa face a uma referência, definida pelo projectista do algoritmo de comando. Isto significa que, se obtiver a informação da posição dos pólos do rotor face a cada fase de excitação da máquina, é possível, por comparação, determinar a posição angular relativa a uma referência. Também como consequência, é possível determinar

qual a fase mais adequada para ser excitada inicialmente, seguindo-se as restantes numa determinada sequência, de modo que o sentido de marcha seja o adequado para atingir a posição de referência.

Todos os métodos passivos não conseguem por si só cumprir com os pressupostos referidos. Logo, todos os métodos passivos não estão aptos a efectuar o arranque sem indecisões, no sentido de marcha adequado, porque não têm a informação da posição angular de repouso actual. Deste modo, excitar uma fase qualquer da máquina para de seguida estimar a posição angular do rotor é insuficiente porque existem sempre duas posições angulares, com o mesmo valor do coeficiente de indução, excepto nas zonas de pólos alinhados e desalinhados (Rehman e Taylor, 1996). Também nem há a certeza, para que sentido de marcha o veio da máquina irá rodar, como consequência dessa excitação. Portanto, a aplicação dos métodos passivos têm de ser complementados com outros métodos para a definição da posição relativa e logo da fase de excitação no caso de início de marcha.

Qualquer método activo, apesar de poder efectuar continuamente uma medição indirecta da posição, independentemente do estado da máquina, necessita que o seu algoritmo seja adaptado, para obter a informação da posição dos pólos do rotor face a cada fase de excitação da máquina, de modo a estimar a posição relativa. Os métodos activos, relativamente aos métodos passivos, não precisam de ser complementados com outros métodos mas simplesmente adaptados à estimação da posição relativa antes do arranque (Hai-Jin *et al.*, 2009).

De referir que este problema de referenciar o ponto de partida também existe com os sistemas que utilizam o codificador incremental como sensor de medição directa da posição angular.

4.2.3.2 *O percurso e estabilização na posição de referência*

Ao longo do percurso angular a velocidade da máquina vai variar, desde velocidades que poderão ser elevadas até à velocidade nula. Normalmente, a velocidade nula é obtida na posição angular de referência. Durante este processo é necessário efectuar, à medida da evolução do veio, actualizações da posição angular percorrida. A brusca variação de velocidade aumenta a exigência e robustez de qualquer método passivo ou activo. Ela pode contribuir significativamente para aumentar o erro da posição estimada, devido à variação da

força electromotriz induzida ou, devido à saturação do circuito magnético da máquina, reflexo de correntes elevadas que são necessárias aplicar na travagem activa ou na aceleração do veio da máquina. Também é importante que os métodos estejam apetrechados com a informação de várias posições angulares, para estarem preparados para estimar “continuamente” a posição angular e não somente detectar uma ou duas posições num ciclo eléctrico de excitação das fases.

Ao atingir a posição de referência, a estabilização é difícil ou impossível para alguns métodos passivos porque a corrente deverá permanecer constante ou nula. O que significa que não se pode efectuar a medição indirecta da posição angular sem provocar uma interferência pulsatória para se certificar qual a posição actual. Estas interferências podem produzir comportamentos oscilatórios em torno da posição de referência. Estes são inaceitáveis, o que de certa forma exige a aplicação de um outro método complementar, ou mesmo, o abandono do método utilizado por este ser incompatível com o processo de posicionar o rotor.

A aplicação do método passivo do gradiente da corrente levanta grandes dificuldades na detecção da posição para situações de velocidades próximas de zero e na fase de estabilização da posição. O tempo de referência, que deverá ser determinado para várias posições num ciclo eléctrico, de modo a que o controlador interprete o erro de posição existente em cada instante, é de difícil caracterização para velocidades diferentes. É normal que o andamento do t_s ou t_d seja não linear o que torna difícil diferenciar para determinadas posições angulares. Como já referido, a corrente absorvida na fase final de estabilização da posição torna impossível qualquer medição do tempo de subida ou descida da corrente sem provocar alterações na posição do veio. A matriz de tempos de referência, concernente às posições angulares, a existir, será sempre dependente do tipo de controlador, como, por exemplo, a largura da banda de histerese, sendo sempre dependente da velocidade da máquina, bem como de diversos aspectos construtivos da mesma. Isto é, a tabela dos tempos t_{ref} não é a mesma para o mesmo tipo de máquina, inclusivamente, nem sempre é igual entre fases devido a pequenas diferenças que naturalmente surgem no coeficiente de indução.

A aplicação do método passivo, através da determinação do fluxo, apresenta o mesmo problema nas baixas velocidades ou na fase de estabilização. Isto é devido à sobrevalorização do valor do fluxo que surge com a contínua integração, enquanto a fase estiver excitada. Outro problema surge com o aquecimento produzido pela dissipação de potência na

resistência da bobina da fase. Implica que o valor da resistência vai se alterar introduzindo erros no cálculo da posição. Aqui também é necessário prever uma compensação.

Outros problemas surgem para extrair a informação da posição angular a partir da característica magnética da máquina. Por exemplo, há zonas da característica magnética onde é difícil determinar a posição devido à sua derivada ser praticamente nula. Ao utilizar uma só tabela fluxo/corrente/posição é necessário aplicar uma tolerância na determinação da posição. Isto é devido há não homogeneidade das amplitudes entre fases devido a pequenos defeitos construtivos ao nível do circuito magnético, das bobinas e mesmo dos componentes utilizados em cada circuito de medição. A simultaneidade de fases excitadas é também um factor de introdução de erros de posição quando se utiliza este método. A razão prende-se com o aumento da saturação do circuito magnético.

A aplicação do método passivo, por estimador ou observador, torna-se complicado devido á imprecisão dos parâmetros do modelo matemático da parte eléctrica e da parte mecânica da máquina e dos parâmetros da carga mecânica acoplada ao veio. Esta imprecisão introduz erros na posição angular estimada. A imprecisão também advém de algumas considerações tais como grandezas que normalmente são consideradas constantes tais como; a resistência de fase que não é igual para todas as fases; o modo como variam com a temperatura; diferenças de valor do coeficiente de indução das fases devido a pequenas assimetrias magnéticas que podem existir entre elas. Outras imprecisões derivam do conhecimento que é requerido sobre a carga mecânica a deslocar. A formulação destes detalhes leva a que o modelo possa ser muito mais complexo e mais exigente em termos de processamento em tempo real, o que implica um sistema microprocessado mais oneroso.

A aplicação do método passivo por tensão induzida é dependente da tipologia da máquina de relutância. Este método levanta o problema na detecção da posição para situações de variação de velocidade e ou, velocidades próximas de zero verificável na fase de estabilização da posição. Segundo Baltazar em (Baltazar *et al*, 2003), a tensão induzida é de baixo valor de amplitude o que torna difícil a estimação da posição angular para os mais diversos regimes de funcionamento ou mesmo impossível quando, por exemplo, as correntes nas fases tendem a ser constantes ou de pequena amplitude. A saturação do circuito magnético atenua o aumento da tensão induzida conduzindo a erros de estimação de posição. Neste método também não é possível estimar a continuidade na posição de referência sem excitar a máquina, provocando perturbações. Ainda, a simultaneidade de fases excitadas introduz erros significativos na

estimação da posição angular, tal como na travagem dinâmica ou comutação entre fases que produzem binários antagónicos.

Relativamente aos métodos activos, devido ao princípio que os caracterizam, tornam possível a medição indirecta da posição angular “continuamente” independentemente do regime da máquina, porém, alguns factores de perturbação, como a saturação do circuito magnético, a tensão induzida na fase de análise e a f.e.m. desenvolvida devido às velocidades mais elevadas da máquina provocam erros nessa medição.

No método activo da forma de onda é possível determinar a posição angular a velocidades mais baixas ou mesmo nula. Um problema pode surgir quando se injectam pulsos de tensão através dos dispositivos de potência do conversor numa fase inactiva, e que se traduz na produção de binários pulsantes de travagem na máquina devido a comutações suficientemente longas em termos temporais. Nas velocidades de operação mais elevadas a força electromotriz desenvolvida, devido ao sinal de diagnóstico, introduz um erro na estimação da posição. A tensão induzida na fase inactiva e a saturação do circuito magnético da máquina são também perturbações para a mesma estimação. Estas situações também podem verificar-se nos casos de máquinas de relutância cujo coeficiente de indução é elevado. Na situação de estabilização é possível que os pulsos de diagnóstico provoquem interferências na posição atingida.

No método activo baseado nas técnicas de modulação em frequência a medição indirecta da posição pode ser efectuada permanentemente. Os factores que podem interferir com essa medição, provocando erros, são a saturação do circuito magnético da máquina e a indução mútua. A saturação do circuito magnético pode ser obtida por fluxos que se somam em consequência da excitação de duas fases contíguas ou por correntes elevadas numa só fase. No percurso a precisão na medição indirecta da posição depende da frequência de modulação, da amplitude da variação da frequência e das pequenas imperfeições construtivas.

A técnica baseada na modulação de fase tem os mesmos problemas que a técnica anterior acrescida da dificuldade de leitura do ângulo de fase entre as grandezas eléctricas quando a variação do coeficiente de indução da máquina for pequeno.

4.2.3.3 O equipamento necessário

Todas as técnicas do método passivo, com excepção da técnica da tensão induzida, não requerem mais equipamento do que para a colocação em serviço do accionamento no modo de controlo de velocidade. Porém, é necessário escolher um sistema microprocessado mais poderoso em termos de capacidade de processamento e memória, devido ao elevado número de dados, tabelas e expressões matemáticas que são necessárias efectuar em tempo real, para obter o valor estimado da posição angular. Isto traduz-se num aumento do custo do sistema electrónico devido à utilização de DSP, memórias e/ou FPGA de melhores desempenhos (MIPS, kBytes, Array de gates), para além dos sensores de tensão e corrente adequados, para os valores das grandezas da máquina, com a devida largura de banda (Ehsani e Fahimi, 2002).

No caso particular do método passivo baseado na técnica da tensão induzida, este requer mais equipamento que as restantes técnicas do mesmo método. Dependente do tipo de controlador e topologia do conversor, a implementação desta técnica exige mais dispositivos de potência para efectuar o desacoplamento do circuito de medida relativamente ao circuito de potência. Contudo, a técnica da tensão induzida, tal como todas as técnicas do método passivo, necessita de ser complementada com outra técnica para iniciar a marcha da máquina sem hesitações.

Todas as técnicas do método activo, com excepção da técnica da forma de onda, requerem equipamento adicional para a colocação em serviço do accionamento. Esse equipamento é normalmente de baixo custo, portanto menos oneroso que os sensores de corrente e tensão de medida, contudo implicam a construção de uma placa electrónica para o efeito. Neste caso o comando e controlo podem ser implementados num sistema electrónico microprocessado de baixo custo. Para obter o desacoplamento entre o circuito de potência e o circuito de modulação ou circuito de codificação a solução mais comum é através da aplicação de interruptores de potência ou, quando a topologia do conversor permitir, através de um especial cuidado no projecto do circuito electrónico e no desacoplamento das tensões de trabalho.

Desta análise crítica surgem algumas conclusões.

Os estudos demonstrativos do funcionamento dos métodos passivos associados a sistemas com controlo de velocidade permitem deduzir que os mesmos, por si só, são incompletos e de difícil aplicação com sucesso aos sistemas de controlo de posição por não satisfazerem as suas

exigências. Assim sendo, é recomendado juntar ao método passivo seleccionado um outro método complementar para funcionar em articulação. Por exemplo, os métodos passivos podem funcionar satisfatoriamente em altas velocidade mas têm de ser complementados por um método activo que satisfaz nas baixas velocidades, velocidade nula e na determinação da posição relativa antes do início da marcha. Contudo isso implicaria um aumento nos custos do sistema de tal modo que não compensaria a substituição do sensor de posição externo.

De referir que a aplicação individual de alguns dos métodos apresentados é mais onerosa do que um sensor de posição externo. Todavia, há soluções de compromisso que se podem tomar em função das exigências técnicas e económicas solicitadas a um accionamento electromecânico. Essas exigências são utilizadas para definir as características da máquina, o seu conversor e consequentemente, o método de medição da posição a aplicar. Por exemplo, no caso de uma aplicação onde não é necessária uma elevada resolução e precisão, mas em que o funcionamento nos quatro quadrantes seja fundamental, o sistema de medição da posição baseado nas técnicas de modulação ou baseado na forma de onda podem ser os apropriados.

Nesta análise constata-se que, apesar das diversas técnicas desenvolvidas, ainda não existe nenhuma suficientemente simples, robusta, precisa, de baixo custo e de tal modo eficaz que possa substituir integralmente um codificador de posição externo acoplado ao veio, para todos os regimes de funcionamento praticáveis.

4.3 TÉCNICA PROPOSTA DE MEDIÇÃO INDIRECTA DA POSIÇÃO ANGULAR

Não é objectivo do trabalho desenvolver um novo método de medição indirecta da posição angular mas sim desenvolver o estudo e análise da implementação de um dos métodos apresentados com um sistema de comando e controlo da posição angular.

Da análise dos métodos apresentados, atendendo aos factores técnicos, e simultaneamente tendo em conta a simplicidade, a eficácia e o bom desempenho que serviram de base para a definição e desenvolvimento do projecto do protótipo do sistema de comando e controlo de posição angular e, não desprezando o facto do mesmo ser de baixo custo, decidiu-se optar pela aplicação do método activo de modulação em frequência. Foram consideradas outras hipóteses que não se tornaram viáveis. Por exemplo, a modulação de fase mostrou-se impraticável devido à variação relativamente pequena do coeficiente de indução da máquina assim como uma elevada perturbação na estimação da posição devido ao ruído eléctrico. Por sua vez a aplicação da técnica da modulação em amplitude exigia maior janela temporal de observação da grandeza representativa do coeficiente de indução do que a técnica de modulação em frequência.

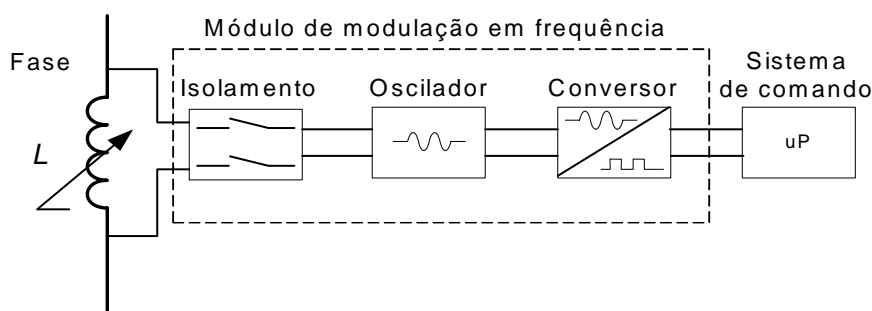


Figura 4.2: Diagrama de blocos do módulo de modulação de frequência.

O princípio da técnica de modulação em frequência aplicado a uma só fase está representado na figura 4.2. Consiste num circuito de isolamento ou desacoplamento entre o circuito de potência da fase e o circuito electrónico de diagnóstico, o circuito do oscilador e o circuito de conversão ou de formatação do sinal. O sinal quadrado obtido é para ser utilizado pelo sistema electrónico microprocessado de comando, para a determinação da posição através de um processo de desmodulação.

Relativamente ao bloco oscilador da figura 4.1 optou-se por um circuito oscilador de relaxação através de um amplificador operacional cuja representação esquemática, em termos genéricos, é feita na figura 4.3.

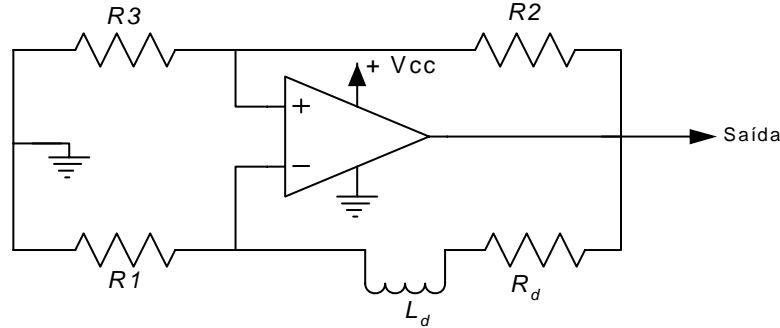


Figura 4.3: Diagrama genérico do circuito oscilador de relaxação.

O período da frequência de oscilação é dado pela expressão (4.9).

$$t_h = \frac{L_d(\theta)}{R_d} \ln \left[\frac{1}{1 - \frac{V_{ref}}{v_f}} \right] \quad (4.9)$$

Sendo $L_d(\theta)$ e R_d o coeficiente de indução e a resistência da bobina de diagnóstico d respectivamente, v_f a tensão transitória e V_{ref} a tensão de referência. Estas tensões são caracterizadas pelas expressões (4.10) e (4.11)

$$v_f = \frac{V_{cc}R_1}{R_d + R_1} \quad (4.10)$$

$$V_{ref} = \frac{V_{cc}R_3}{R_3 + R_2} \quad (4.11)$$

A desmodulação é efectuada através da medição do período da forma de onda quadrada. A medição do período de tempo, por contagem do número de impulsos do relógio sincronizador (*clock*), é feita através de uma rotina. Esta rotina é processada quando for activada a interrupção gerada pela detecção do flanco ascendente na entrada do módulo *input capture* que o microcontrolador disponibiliza quando configurado. Assim, é importante que o período maior correspondente à frequência mínima e o período menor correspondente à frequência máxima, representativos do valor máximo e mínimo do coeficiente de indução $L(\theta)$ sejam

devidamente escolhidos. Uma razão prende-se com o facto de quanto maior for a gama de variação da frequência maior será a resolução da medição indirecta da posição angular.

Passe-se a analisar o comportamento do método escolhido com e sem excitação (magnetização) da máquina, as limitações impostas e as adaptações que foram propostas no sentido da sua aplicação à máquina eléctrica de relutância comutada em estudo no contexto do controlo de posição angular.

4.3.1 Gama de Variação da Modulação em Frequência

A bobina da fase, cujo coeficiente de indução varia com a posição angular do veio, provoca no circuito electrónico oscilador uma variação proporcional na frequência do sinal de saída.

O desvio da frequência ou gama de variação da frequência depende dos parâmetros do circuito oscilador sendo que um deles é o coeficiente de indução $L(\theta)$. No presente caso, ao utilizar a bobina da fase da máquina, não existe a liberdade de alterar o $L(\theta)$, portanto este é imposto e depende da concretização do projecto da máquina. O projecto da máquina não tem em conta a utilização da bobina da fase para os fins desta secção.

Ao ajustar os outros parâmetros do circuito electrónico do oscilador obteve-se uma variação máxima de cerca de 15 kHz. De referir que 90% desta variação é inferior à frequência da portadora da *PWM* que foi de 20 kHz. Como o período da frequência modulada de diagnóstico é maior do que um ciclo de *PWM*, surgem problemas de interferência na medição conducentes a erros elevados na medição da posição angular, conforme se demonstra mais à frente neste trabalho.

Ao aumentar a frequência de trabalho do oscilador, a gama de variação de frequência disponível diminuiu significativamente. Esta diminuição implica uma significativa redução da resolução na estimação da posição angular. Isto demonstra uma fragilidade desta técnica face à possibilidade de implementação em várias máquinas com coeficientes de indução muito díspares, devido a potências diferentes, embora sendo da mesma tipologia.

A solução proposta passou pela definição de uma pequena bobina, com o coeficiente de indução que interessa do ponto de vista da frequência da portadora, a inserir no topo do pólo do estator de cada fase, conforme se observa numa fase na figura 4.4.

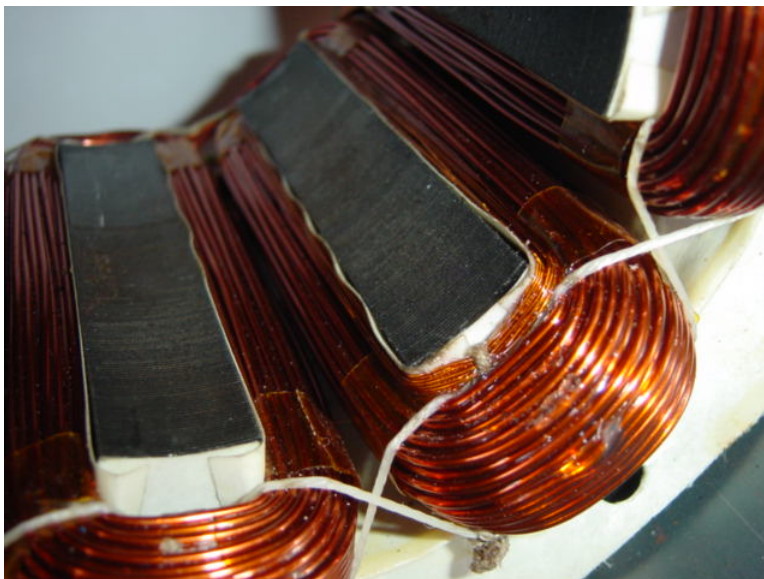


Figura 4.4: Fotografia do pólo do estator com a bobina de diagnóstico implementada por cima da bobina da fase.

Essa bobina é denominada por bobina de diagnóstico ou *search coil* na literatura internacional (ShyShenq e Wenwei, 1996 e Yang *et al.*, 2004). Assim, foram montadas quatro bobinas, uma para cada fase, tornando-se desnecessário o circuito de desacoplamento, conforme se observa na figura 4.5. A bobina de diagnóstico associada ao circuito oscilador da figura 4.3 e expresso em (4.9) foi ajustada de modo a obter uma gama da variação máxima da modulação de frequência de 50 kHz.

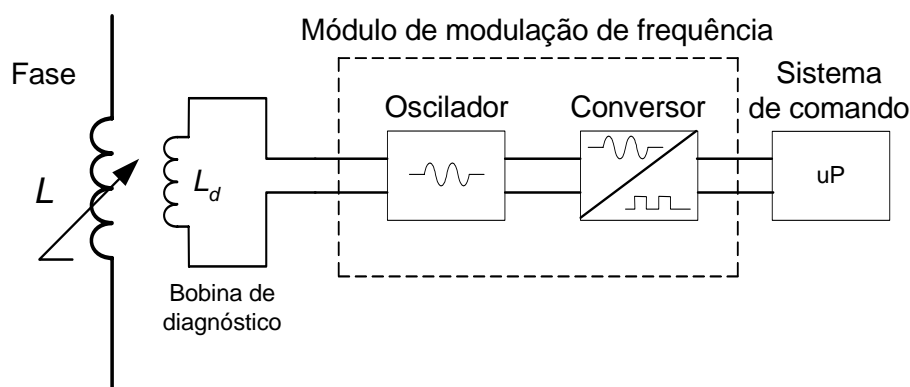


Figura 4.5: Diagrama de blocos do módulo de modulação de frequência com bobina de diagnóstico

A frequência mínima de trabalho, que corresponde a pólos alinhados, é de aproximadamente 104 kHz. Deste modo torna-se simples a adaptação do sistema proposto a qualquer máquina de relutância sem estar sujeito à restrição do coeficiente de indução da fase da máquina.

4.3.2 Medição Indirecta da Posição Angular

Com a gama de frequência atrás definida, assim como o sistema electrónico projectado, continua-se, nesta secção, com o estudo do comportamento do conjunto, através dos resultados experimentais obtidos, na vertente da medição indirecta da posição angular em todo o passo polar.

O andamento modal da frequência de uma fase em função da posição angular sem magnetização da máquina está representada na figura 4.6. Verifica-se a não linearidade do andamento da frequência devido à geometria da máquina.

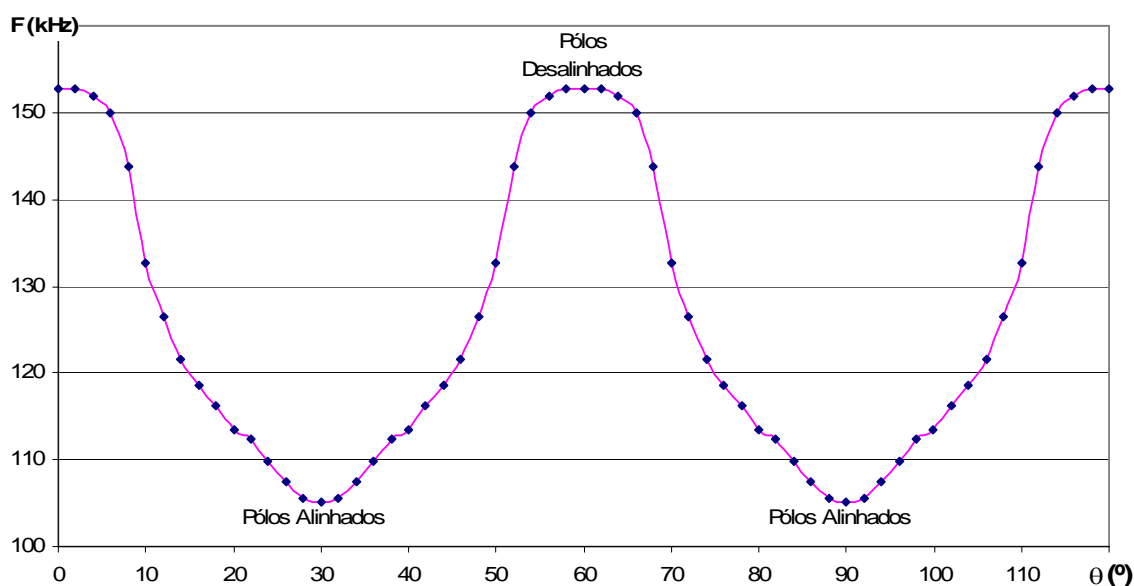


Figura 4.6: Andamento modal da frequência em função da posição angular.

Na maior parte do percurso angular há sempre duas fases com sobreposição de pólos. É interessante referir que no intervalo $[20^\circ, 40^\circ]$, que se repete no ciclo eléctrico seguinte $[80^\circ, 100^\circ]$, a frequência apresenta um andamento que reflecte a presença da sobreposição das duas fases contíguas F_2 e F_4 , uma de cada lado, da fase F_1 de diagnóstico, representado na figura 4.7, através do corte da máquina em secções.

Para a posição angular de 20° verifica-se a sobreposição dos pólos das fases F1 e F2 enquanto que os pólos da fase F4 estão justapostos. Isto indicia o início de uma maior diminuição da relutância total do circuito magnético. Seguindo-se a sobreposição das três fases, correspondendo, na representação da figura 4.6 e 4.7 à posição de 30° , até atingir a posição angular limite de 40° , onde se verifica a sobreposição dos pólos das fases F1 e F4 e justaposição de F2. Esta particularidade, entre outras, devido à geometria da máquina, influencia o modo como esta não linearidade se expressa ao longo de um passo polar de 60° e que está ilustrado na figura 4.6.

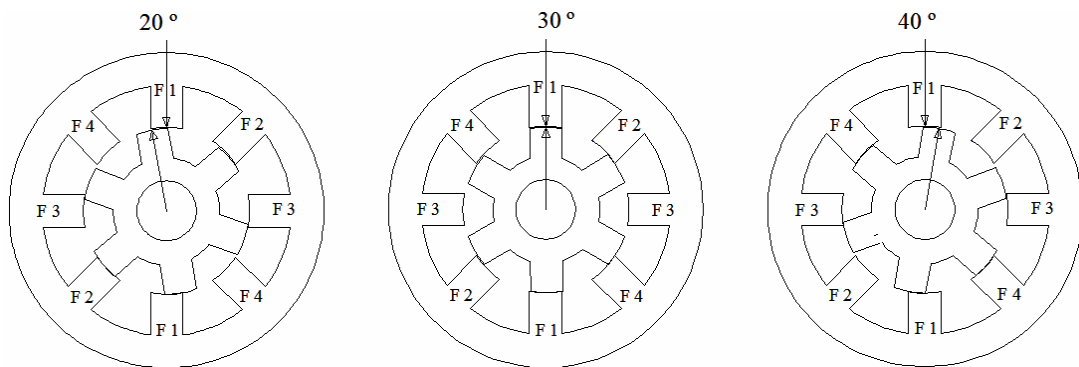


Figura 4.7: Posições angulares limites e central do intervalo $[20^\circ, 40^\circ]$.

No gráfico da figura 4.8 observa-se a variação da frequência modal em passos angulares de dois graus. Quanto maior a variação da modulação em frequência por intervalo angular de posição maior é a resolução disponibilizada. Está bem evidente na figura 4.8 que a melhor resolução está confinada aos intervalos angulares de $[6^\circ, 14^\circ]$ e de $[46^\circ, 54^\circ]$. Os restantes intervalos angulares de posição apresentam uma resolução mais baixa.

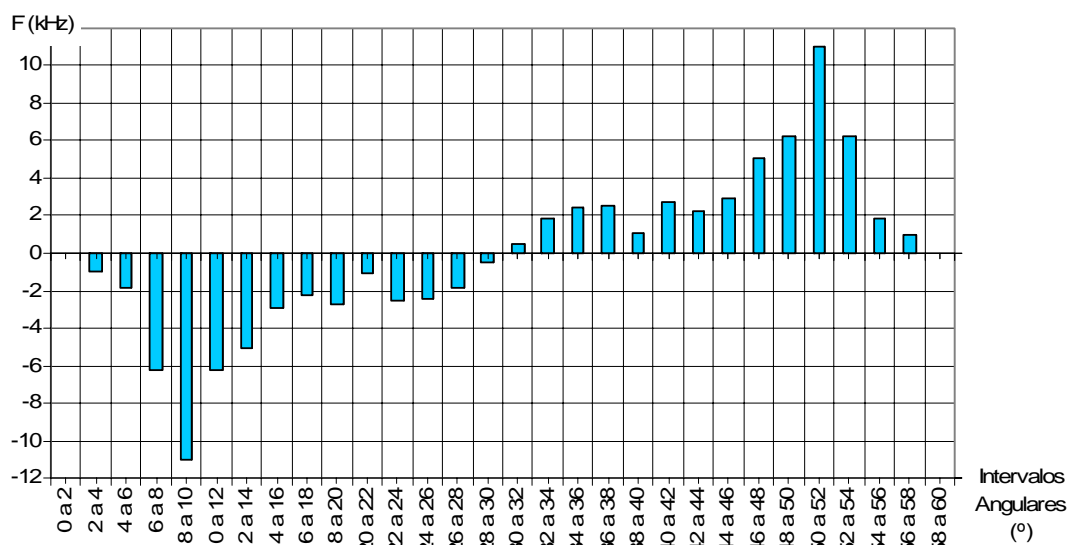


Figura 4.8: Variação da frequência modal em cada intervalo de posição angular.

Desta análise depreende-se que há intervalos angulares, relativamente a outros, em que é mais difícil garantir a mesma precisão no posicionamento do veio, numa qualquer posição angular pertencente a esse mesmo intervalo. São por exemplo os intervalos $[0^\circ, 4^\circ]$, $[20^\circ, 22^\circ]$, $[28^\circ, 32^\circ]$, $[38^\circ, 40^\circ]$ e $[56^\circ, 60^\circ]$ relativamente aos intervalos $[6^\circ, 14^\circ]$ e $[46^\circ, 54^\circ]$.

Porém, não é só devido ao facto da amplitude da variação de frequência modal, que nesses primeiros intervalos angulares é relativamente diminuta, mas também devido a flutuações do valor da frequência que não permitem uma perfeita relação entre a frequência e a posição angular. Este facto é observável pela sucessiva alteração do valor da frequência de trabalho do oscilador (codificador de posição) apesar do veio estar numa posição angular permanentemente fixa.

As barras do gráfico da figura 4.9 indicam a amplitude da variação das flutuações da frequência para cada posição angular estática. Observa-se nesta figura que a amplitude da variação das flutuações da frequência são diferenciadas para cada posição angular.

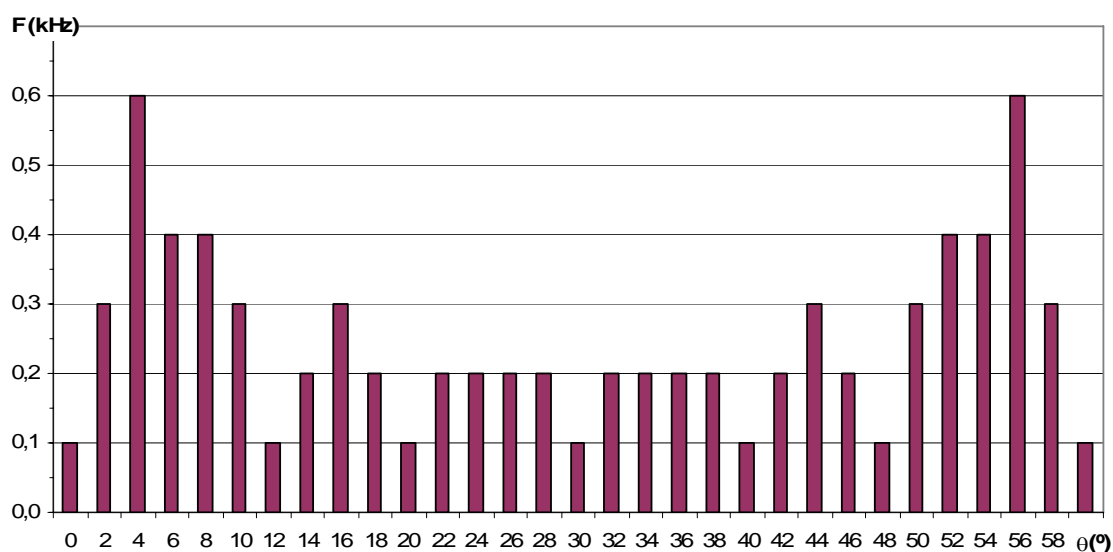


Figura 4.9: Amplitude da variação da flutuação da frequência atribuída a factores intrínsecos.

A razão destas flutuações pode prender-se com a existência de vários factores intrínsecos ao circuito magnético, como ao circuito electrónico, gerando perturbações na frequência de trabalho do oscilador. Por exemplo, os factores associados a pequenas irregularidades ou imperfeições no circuito magnético, tais como a não homogeneidade do factor de empilhamento nas chapas, alterações no isolamento entre chapas, alteração no percurso das correntes de Foucault, entre outras. E os factores associados a perturbações ao nível do

circuito electrónico, como o ruído eléctrico a influenciar o valor de patamar da transição de estado, entre outros.

Devido a estas flutuações da frequência torna-se perceptível que a resolução em cada posição angular é relativa. Esta variação da flutuação traduz-se numa incerteza na codificação que se reflectirá na desmodulação ou medição indirecta da posição angular assim como na sua repetibilidade. Como não se tem informação suficiente para modelar as leis que caracterizam estas flutuações na amplitude da frequência não se efectuará nenhuma compensação de modo a evitar o seu efeito.

A amplitude da variação da frequência modal por grau, em cada intervalo angular, assim como da variação máxima da flutuação da frequência nos mesmos intervalos, estão apresentados no gráfico da figura 4.10. Pode-se pensar que a variação da frequência modal corresponde à resolução em kHz/° disponível em cada intervalo angular. A amplitude da flutuação máxima da frequência pode corresponder à incerteza máxima associada a esse intervalo angular no instante da codificação da posição.

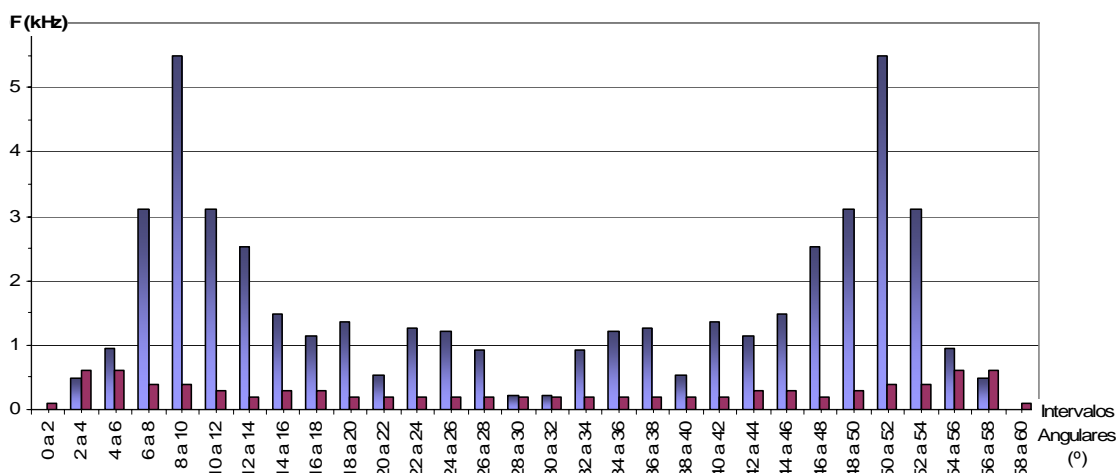


Figura 4.10: Resolução por grau angular (barras a azul) e correspondente variação máxima da flutuação da frequência (barras a magenta escuro).

Da observação do gráfico concluiu-se que há intervalos angulares em que a variação da flutuação da frequência é significativa relativamente à resolução disponível. Significa que a medição indirecta da posição nesses intervalos angulares terá maior probabilidade de apresentar erros mais elevados. Por exemplo, nos intervalos [0°, 6°], [28°, 32°] e [54°, 60°] pode estimar-se a possibilidade de atingir erros na ordem de 2° ou mesmo ascender a 3°. A repetibilidade de posições angulares pretendidas nesses intervalos está comprometida porque

depende, nesta abordagem, dos factores intrínsecos que levam à existência da flutuação da frequência, que está em constante alteração.

Do ponto de vista da detecção da posição de referência para a comutação das fases de magnetização há toda a conveniência em seleccionar o intervalo angular que permita a desmagnetização do circuito magnético sem provocar um binário de travagem e que ofereça a menor incerteza possível na medição da posição.

A tabela 4.1 apresenta a quantificação percentual da flutuação da frequência na resolução em cada intervalo angular. Como já referido, esta flutuação da frequência não tem a mesma amplitude e pode não produzir o mesmo erro ou efeito em todos os intervalos angulares.

Tabela 4.1 Percentagem da flutuação da frequência na resolução por intervalos angulares.

Intervalo angular (°)	Variação de Frequência (%)	Intervalo angular (°)	Variação de Frequência (%)	Intervalo angular (°)	Variação de Frequência (%)
0 a 2	-----	20 a 22	38	40 a 42	15
2 a 4	126	22 a 24	16	42 a 44	26
4 a 6	64	24 a 26	16	44 a 46	20
6 a 8	13	26 a 28	21	46 a 48	8
8 a 10	7	28 a 30	87	48 a 50	10
10 a 12	10	30 a 32	87	50 a 52	7
12 a 14	8	32 a 34	21	52 a 54	13
14 a 16	20	34 a 36	16	54 a 56	64
16 a 18	26	36 a 38	16	56 a 58	126
18 a 20	15	38 a 40	38	58 a 60	-----

4.3.3 Variação da Temperatura

Qualquer máquina eléctrica em controlo de posição poderá aquecer devido à dissipação de potência nas bobinas de fase e devido à perdas por correntes de Foucault no seu circuito magnético. Neste caso, a bobina de diagnóstico estará sujeita a uma envolvente térmica imposta durante o funcionamento normal da máquina. Nesta secção será analisada a

influência da temperatura na frequência de trabalho do oscilador proposto, de modo a poder ser caracterizada.

Para este estudo excitou-se a máquina com uma corrente contínua através de uma fase onde foi instalado um sensor de temperatura. Por uma questão de facilidade, os pólos da fase em causa e do rotor permaneceram alinhados ao longo de todo o ensaio.

O registo simultâneo da evolução da temperatura e da frequência nessa fase estão representados na figura 4.11. Observa-se uma diminuição no valor da frequência de trabalho do oscilador devido ao aumento da temperatura na bobina. O andamento aproximado da frequência em função da temperatura é apresentado pela curva de tendência a traço cheio de cor preta e caracterizado pela expressão polinomial (4.12).

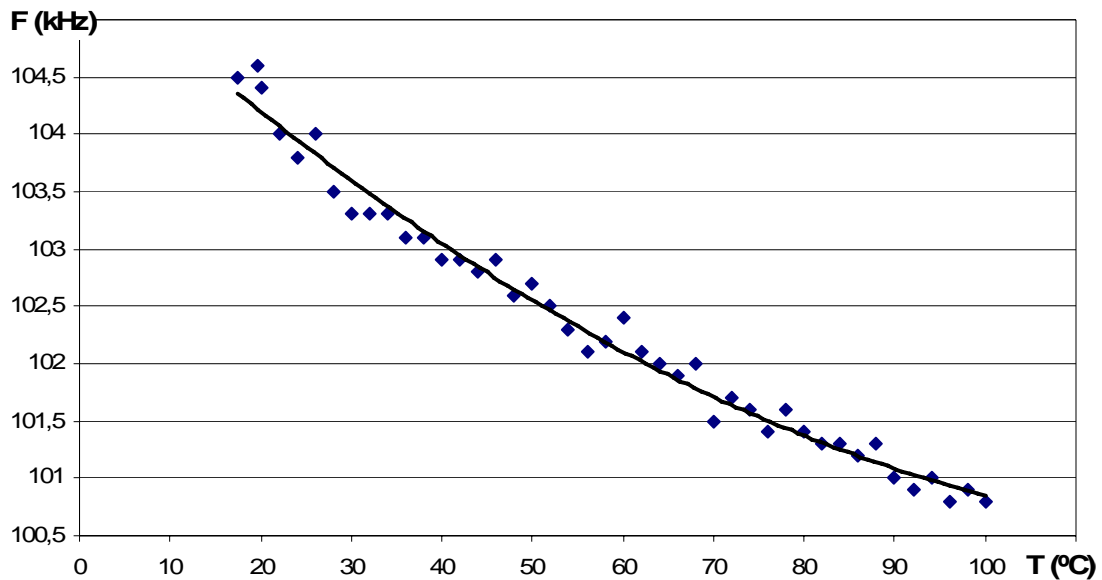


Figura 4.11: Variação na frequência modal em função da temperatura e a curva de tendência.

$$F(T_C) = 0.0003T_C^2 - 0.0733T_C + 105.56 \quad (4.12)$$

Onde T_C é a temperatura em graus Celsius e F a frequência medida em kHz. A expressão (4.12) é válida para a gama de temperaturas $T_C = [20, 120]$ °C.

A subida da temperatura fez aumentar a componente resistiva da bobina de diagnóstico provocando uma variação aproximada de -3,6 % na frequência modal de trabalho do oscilador. É como se um deslizamento generalizado do andamento da frequência modal se tratasse.

O erro provocado pela influência da temperatura, pode ser considerado constante em todo o passo polar. A subida da temperatura influencia o funcionamento do sistema, no sentido de antecipar a comutação das fases de magnetização da máquina, no caso de regime em velocidade. No caso da medição da posição angular, a temperatura influencia no sentido de produzir um erro, ou seja, existirá uma diferença entre a posição angular real e a posição medida. Contudo considera-se que para efeitos de controlo de posição, a influência da temperatura não é muito significativa.

A compensação da influência da temperatura pode ser efectuada com base na média do desvio da frequência mínima relativamente ao registo da frequência mínima na temperatura de referência. Assim, o valor da diferença de frequências pode ser utilizado para compensar as tabelas de frequências de referência utilizadas ou simplesmente adicionar à frequência medida. Isto implicaria uma compensação dinâmica a ser analisada periodicamente. Outra forma, menos rigorosa, baseia-se na introdução da compensação estática para o regime de funcionamento do accionamento eléctrico quando este é conhecido e repetido.

Outra utilização possível e interessante, seria extrair a informação da temperatura aproximada da fase, para efectuar a protecção à máquina. Uma forma aproximada de concretizar seria através da utilização da expressão (4.13) que caracteriza a função inversa do andamento da curva de tendência.

$$T_C(F) = K_c e^{(-0.456F)} \quad (4.13)$$

Onde T_C é a temperatura, F a frequência e K_c a constante com valor de 7×10^{22} para que a expressão (4.13) seja válida para a gama de frequências $F = [90, 110]$ kHz.

4.3.4 Variação de Velocidade

Em resposta a um sinal de comando do controlador, a máquina poderá variar a velocidade do veio. Surge então a questão de como varia a modulação em frequência com a velocidade. Ao caracterizar e evidenciar como a velocidade influencia a frequência de trabalho do codificador, pode-se determinar o contributo da mesma para a existência de erro na medição indirecta da posição. Esta questão só tem importância para detectar o instante da comutação

de fases de magnetização durante a sua sequência e, simultaneamente, a definição do θ_{on} e θ_{off} .

Projectou-se um ensaio experimental que consistiu em traccionar o veio da máquina a vários patamares de velocidade e analisou-se o andamento da modulação em frequência numa janela de observação de duração constante de 2 ms. O facto do ponto de referência de partida da análise ser o sinal de uma rotação, Z do codificador incremental, garante que a janela de observação foi sempre correctamente enquadrada face à posição angular. O Z do codificador incremental foi ajustado para a posição de pólos alinhados. As velocidades impostas ao veio foram de 500 rpm a 2500 rpm em passos de 500 rpm. Durante o ensaio e a fim de certificar a existência de desacoplamento dos dados relativamente a perturbações, dois factores essenciais foram rigorosamente seguidos; manter constante a temperatura da bobina e manter constante a velocidade do veio da máquina. A figura 4.12 apresenta o andamento da frequência modal em função do tempo para cada regime de velocidade analisado.

Nesta figura observa-se uma maior evolução da frequência na janela temporal de observação com o incremento da velocidade, como era esperado e, uma diminuição da frequência mínima para as velocidades superiores a 1500 rpm. Esta diminuição é de facto influenciada pela velocidade e parece ser pouco relevante.

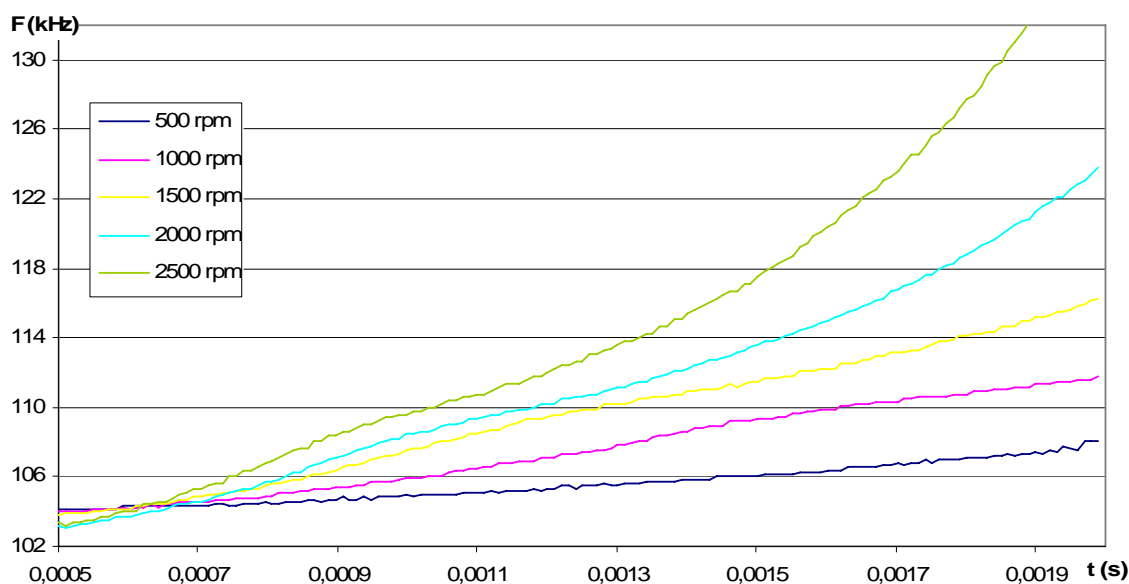


Figura 4.12: Andamento da frequência do oscilador para várias velocidades do veio em função da janela temporal.

Na figura 4.13 apresenta-se o andamento da modulação em frequência em função de uma janela de posição angular de 15° para cada regime de velocidade.

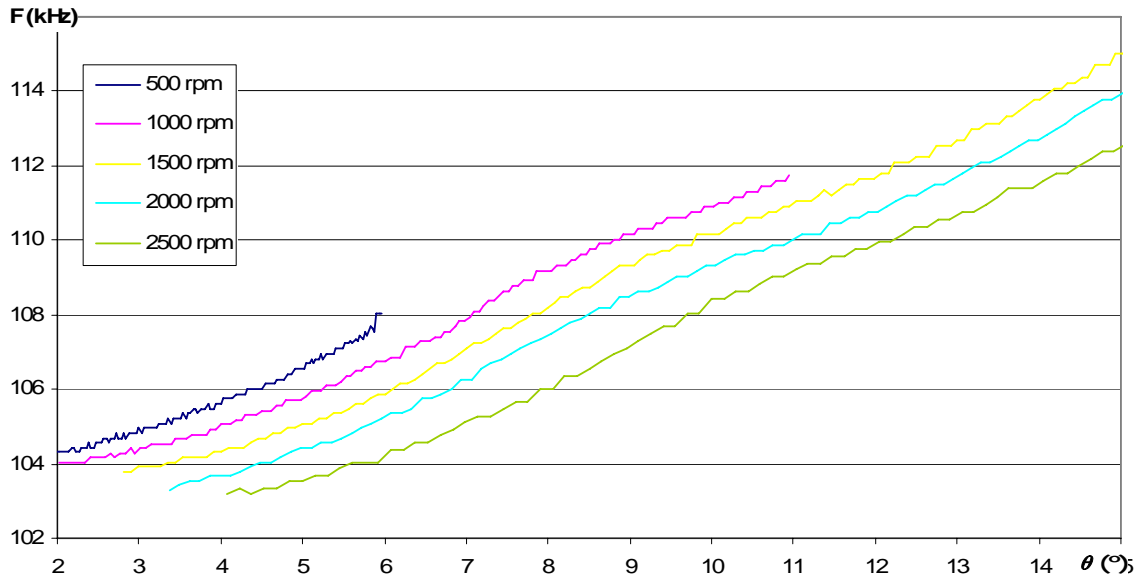


Figura 4.13: Variação da frequência em função da posição angular.

Observa-se na figura 4.13 que a frequência modal diminui com o aumento da velocidade para a mesma posição. Logo, a velocidade introduz um erro na estimativa da posição devido à força electromotriz induzida como se verifica pela terceira parcela da expressão (4.14) da tensão aos terminais da bobina de diagnóstico.

$$U_{Bd} = R_{Bd}i + L_{Bd} \frac{di}{dt} + \omega i \frac{dL_{Bd}}{d\theta} \quad (4.14)$$

Sendo R_{Bd} e L_{Bd} a resistência e o coeficiente de indução da bobina de diagnóstico, respectivamente, U_{Bd} a tensão aos seus terminais, i a corrente em circulação e θ a posição angular.

O erro médio máximo da posição para uma frequência modal constante para todos os regimes de velocidade analisados na janela de 15° da figura 4.13 é de 3.8°. O desvio máximo da frequência mantendo a posição angular constante é de 3,3 kHz. O desvio variável que a velocidade produz na frequência vai no sentido de antecipar a posição relativamente às de velocidade mais baixa. Esta antecipação da posição para velocidades mais elevadas contribui positivamente para diminuir ou mesmo retirar a compensação que é necessário efectuar ao θ_{off} para evitar a produção de binário de travagem na desmagnetização do circuito magnético.

Seguem-se as análises à técnica proposta com a máquina magnetizada.

4.3.5 Activação da Fase de Magnetização da Máquina

A MERC, a operar como motor, requer que as fases de magnetização sejam excitadas segundo uma determinada sequência. Nesta secção é analisado o comportamento dos osciladores quando a máquina for magnetizada através da circulação de uma corrente eléctrica.

Uma das técnicas mais utilizadas no controlo da potência nas máquinas eléctricas é através da aplicação da modulação da largura de impulso (*PWM*). A modulação da largura de impulso baseia-se numa forma de onda rectangular cuja largura do impulso é modulada (*duty cycle*) provocando a variação do seu valor médio. Os sistemas electrónicos microprocessados incluem um ou vários canais de *PWM* que, no presente caso, serão utilizados na implementação do controlador de posição angular. Assim, é conveniente analisar-se o comportamento do sistema de medição de posição angular proposto quando sujeito à comutação dos dispositivos de potência comandados pelo *PWM*.

Devido ao facto de ambos os sistemas, sistema de potência e sistema de medição da posição angular, partilharem o mesmo circuito magnético da máquina é previsível que neste último surjam algumas interferências. Isto é, ao excitar uma fase da máquina com um *PWM* de tensão, este impõe, uma corrente cuja amplitude média dependerá do *duty cycle*. Estabelecer-se-á no circuito magnético da máquina um campo magnético que poderá interferir com o sistema de medição indirecta da posição. Essa interferência dependerá fortemente do grau de saturação do circuito magnético. Logo, o fluxo instantâneo total que atravessa a bobina de diagnóstico será composto pelo contributo do fluxo de magnetização no pólo em causa e pelo contributo do fluxo produzido pela bobina de diagnóstico que inevitavelmente altera o valor do coeficiente de indução L_{Bd} . Assim, face ao circuito oscilador, o L_{Bd} é função da posição angular θ e da corrente induzida i_L na própria bobina devido ao fluxo instantâneo total. A alteração do valor do L_{Bd} devido à corrente de magnetização implica a modificação da constante de tempo expressa em (4.9) e, logicamente, da frequência de trabalho do oscilador.

O comportamento do sistema de modulação em frequência deverá ser analisado em pormenor quando sujeito a uma tensão pulsada de modo a obter-se a resposta a algumas questões. Por exemplo, a alteração na frequência já referida, face à posição angular constante, é uma perturbação. Em que medida essa modificação acontece? Em virtude da máquina ser

tetrafásica, qual deverá ser a fase de diagnóstico quando uma fase de magnetização for activada? Qual o instante adequado para efectuar a medição indirecta da posição? Qual a sequência das bobinas de diagnóstico na medição da posição? Quantas medições são necessárias efectuar para definir uma posição angular? Quantas medições são exequíveis num passo polar? Estas questões entre outras, é o que se pretende solucionar.

De uma forma genérica visa-se caracterizar o comportamento do sistema de codificação / medição da posição angular quando o processo dinâmico de magnetização e desmagnetização parcial do circuito magnético da máquina se efectua. Para tal foi definido um ensaio que, enquanto a fase F1 é excitada com uma corrente contínua de determinada amplitude, para cada posição angular, é registada sequencialmente a frequência de trabalho dos quatro osciladores associados às bobinas de diagnóstico.

No estudo apresentado nesta secção a frequência da portadora do *PWM* foi de 20kHz. Foi imposto um *duty cycle* constante de 0,3 e aplicado ao circuito de potência da fase de magnetização F1. O modo de comutação do circuito de potência aplicado à máquina é conhecido por modo *softchopper*. Na fonte de alimentação foi ajustada a tensão da fase F1 de modo a aplicar as amplitudes de corrente contínua de 0 A a 7 A em passos de 1 A para cada posição angular. O rotor foi colocado nas posições angulares fixas de 0°, 4°, 8°, 12°, 16° e 20° tal como está indicado na figura 4.14. Neste caso de análise a posição de 0° corresponde ao alinhamento de pólos da fase F1 com evolução no sentido directo (*Clock Wise - CW*).

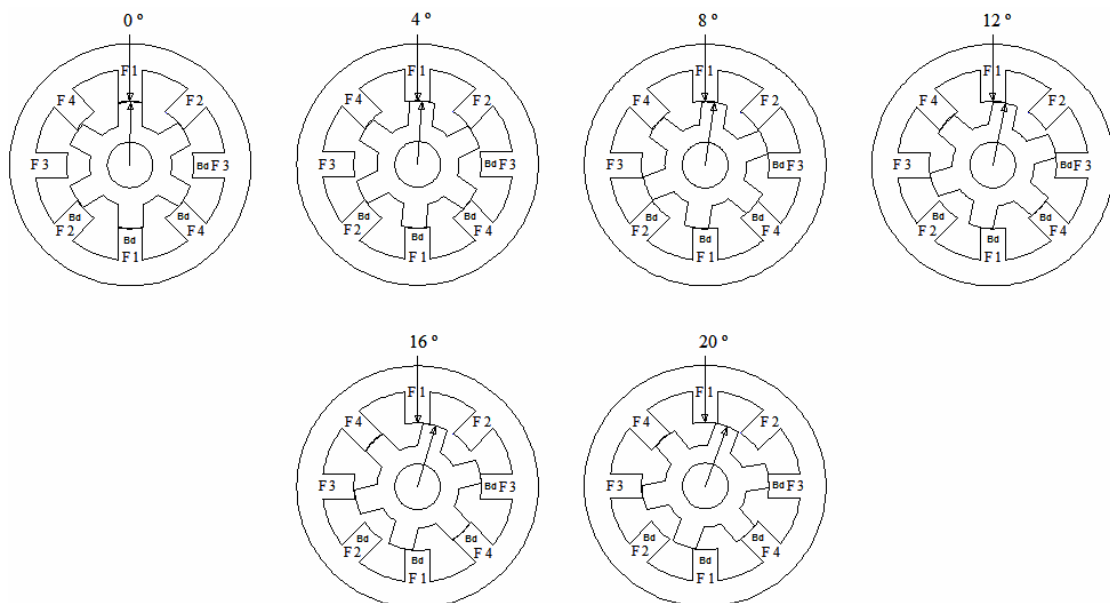


Figura 4.14: Secção da máquina para as posições consideradas na medição da frequência.

Três exemplos típicos do ensaio proposto são apresentados. Na figura 4.15 observa-se o andamento do sinal de saída do sistema de codificação da posição associado à bobina de diagnóstico da fase F3 assim como dos pulsos do PWM na fase de magnetização F1 quando a posição angular do veio foi de 8° e circulava uma corrente aproximada de 6 A.

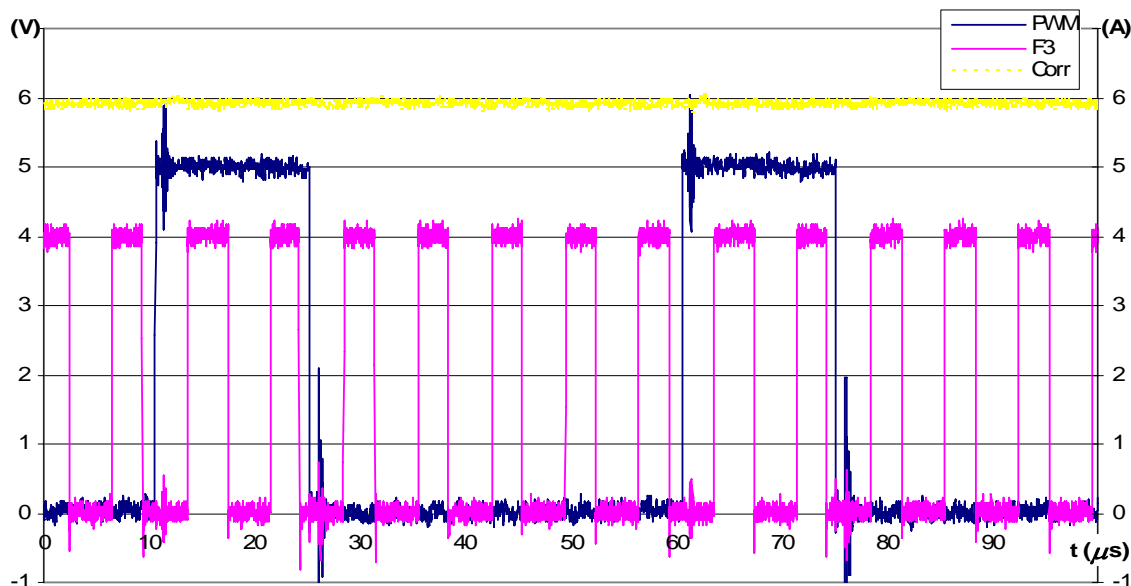


Figura 4.15: Andamento do sinal de saída do sistema de codificação da posição associado à fase F3, do sinal de *PWM* com *duty cycle* de 30% e corrente absorvida na fase F1 .

Observa-se na figura 4.15 a existência de informação/oscilação durante os pulsos de PWM apesar de se verificar uma ligeira alteração no período, aquando da magnetização da máquina.

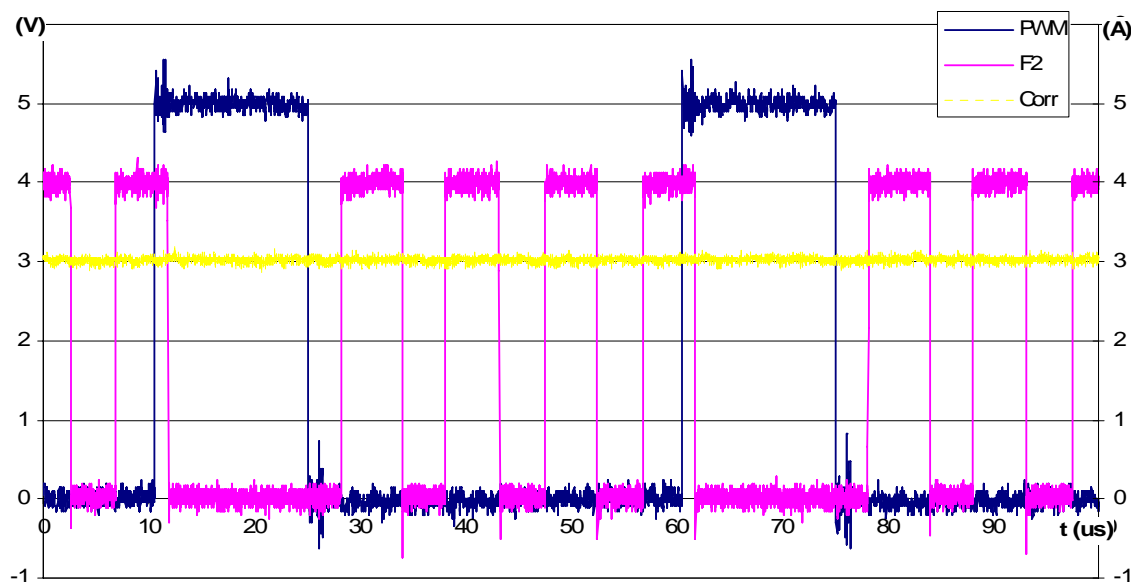


Figura 4.16: Andamento do sinal de saída do sistema de codificação da posição associado à fase F2, do sinal de *PWM* com *duty cycle* de 30% e corrente absorvida na fase F1.

Na figura 4.16 observa-se o andamento do sinal de saída do sistema de codificação da posição associado à bobina de diagnóstico da fase F2, assim como dos pulsos do PWM na fase de magnetização F1, quando a posição angular do veio foi de 0° e circulava uma corrente de 3 A.

Observa-se na figura 4.16 a ausência de informação/oscilação durante os pulsos de *PWM* onde se verifica a magnetização da máquina. Assim como se verifica que não há lugar a regime lacunar da corrente ou seja não há descontinuidade no andamento da corrente na fase de magnetização F1.

Na figura 4.17 observa-se o andamento do sinal de saída do sistema de codificação da posição associado à bobina de diagnóstico da fase F1 assim como dos pulsos do PWM na fase de magnetização F1 quando a posição angular do veio foi de 0° e circulava uma corrente de 7 A.

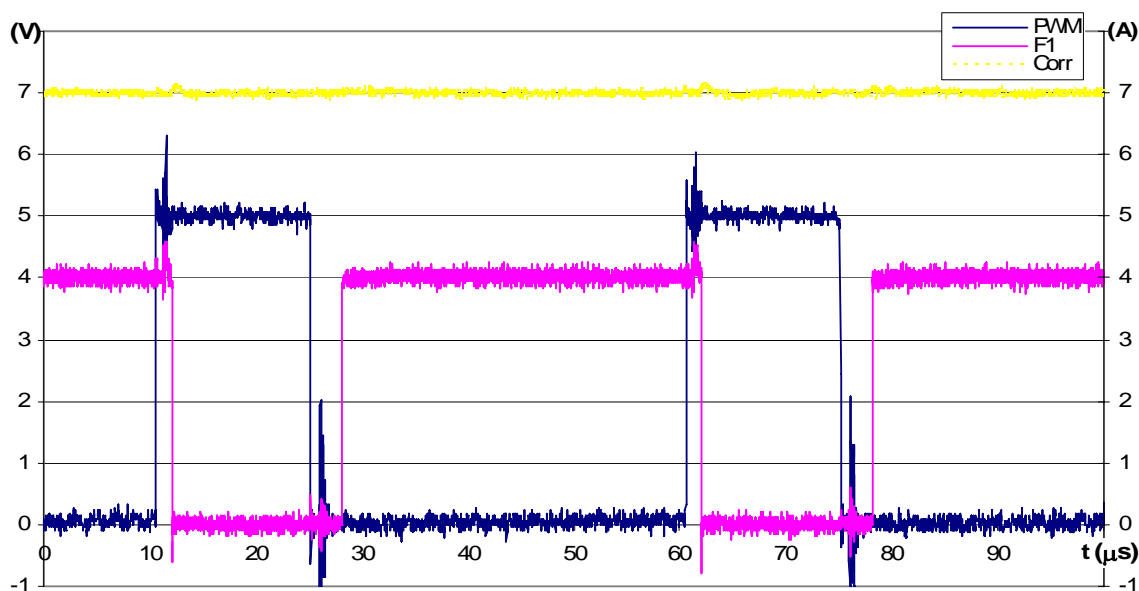


Figura 4.17: Andamento do sinal de saída do sistema de codificação da posição associado à fase F1, do sinal de *PWM* com *duty cycle* de 30% e corrente absorvida na fase F1.

Observa-se na figura 4.17 a ausência total de informação/oscilação durante todo o intervalo da amostra enquanto se mantém a magnetização da máquina. Assim como se verifica que é impossível obter informação quando a máquina estiver localmente saturada.

Para avaliar o andamento da frequência de trabalho dos osciladores foram analisados todos os períodos entre dois pulsos de *PWM* que se observam nas figuras 4.15 e 4.16 e determinada a frequência média. Nalguns casos, tal como o da figura 4.16, são contabilizados somente três períodos entre cada par de pulsos de *PWM*. Noutros casos, como o da figura 4.17, não é

possível extrair nenhuma informação relativa à posição embora a frequência média seja registada.

Para facilitar a compreensão e exposição do comportamento do sistema de codificação de posição, este foi retratado através de uma síntese gráfica das medições experimentais da frequência média, nas amostras obtidas e cuja representação com as condições anteriormente explanadas.

As figuras 4.18, 4.19, 4.20, 4.21, 4.22, 4.23 apresentam, para cada posição angular fixa do veio, a frequência média medida em cada fase de diagnóstico. A frequência média deveria manter-se constante em virtude da posição ser constante. Porém, nos diversos gráficos observam-se alterações da frequência média de trabalho de cada fase de diagnóstico. Essa alteração é mais significativa quando a corrente de magnetização da máquina se eleva. A influência da corrente de magnetização é tanto maior quanto menor for a relutância, isto é, quanto mais próximo estiver do alinhamento de pólos (0°).

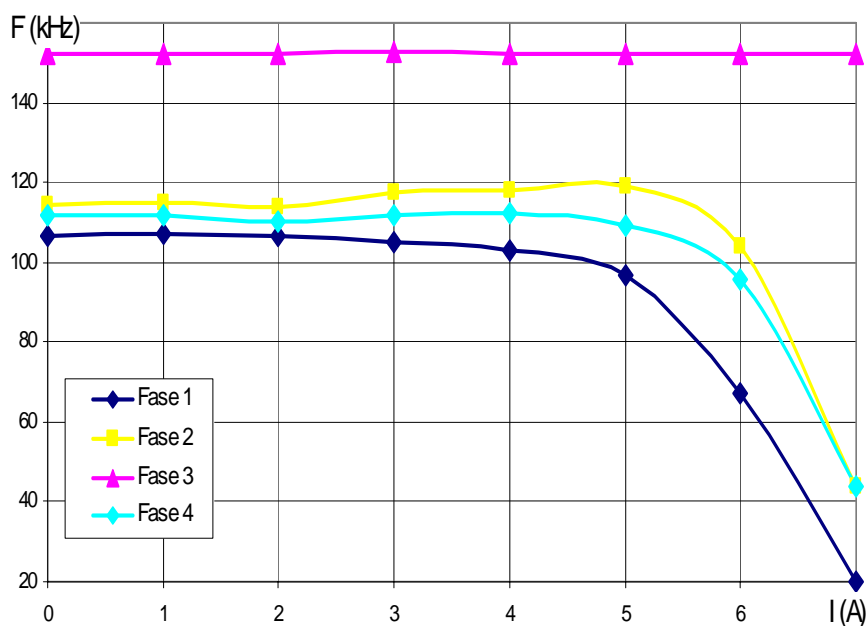


Figura 4.18: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 0° .

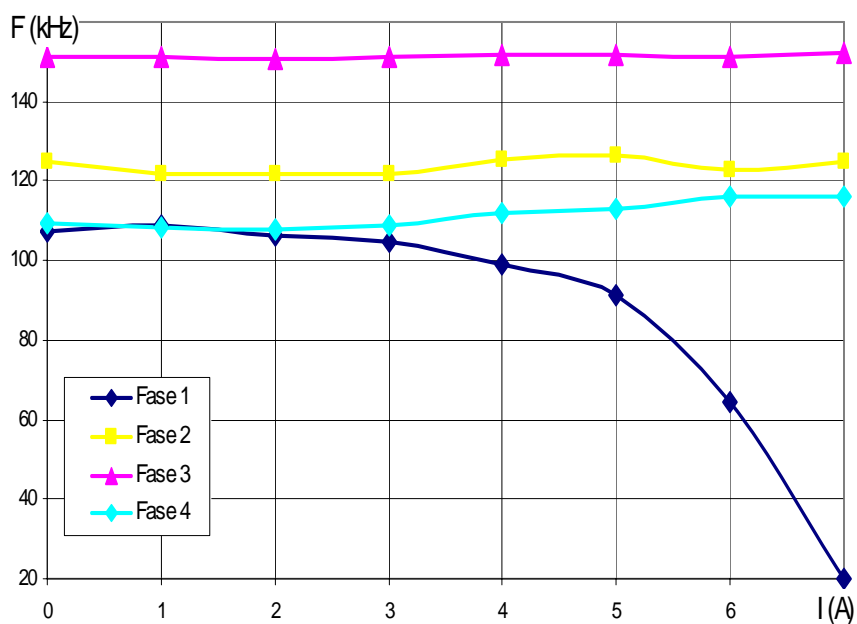


Figura 4.19: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 4°.

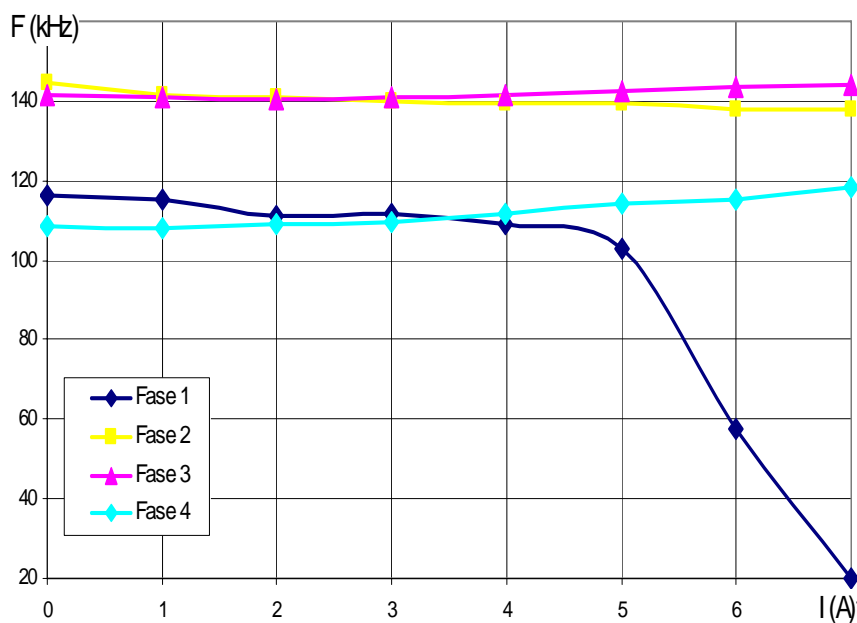


Figura 4.20: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 8°.

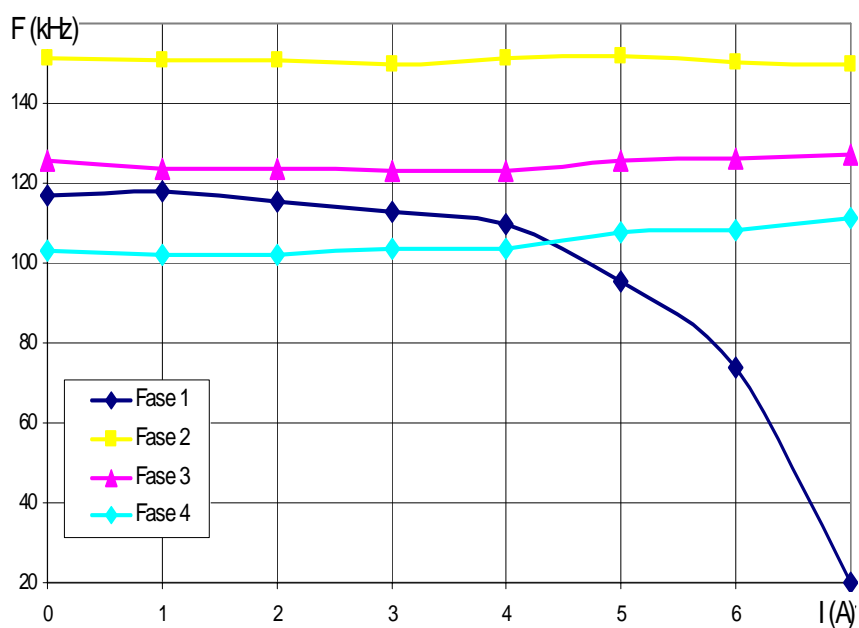


Figura 4.21: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 12°.

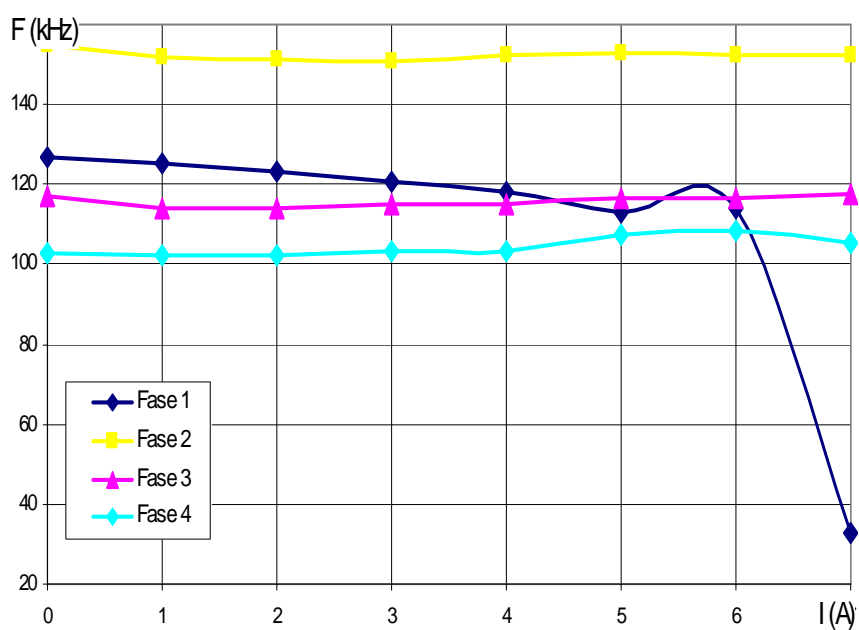


Figura 4.22: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 16°.

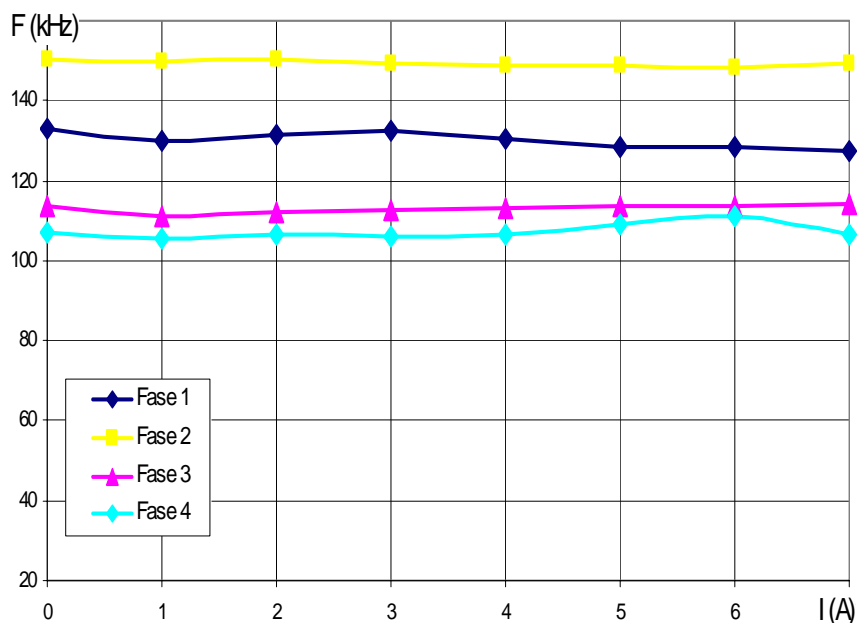


Figura 4.23: Frequência média medida à saída do sistema de codificação da posição associado às fases indicadas para a posição angular do veio de 20°.

A figura 4.24 apresenta em síntese o andamento da variação máxima da frequência média nas fases de diagnóstico para cada posição angular quando a gama de corrente de magnetização variou de 0 A a 7 A verificada nos gráficos da figura 4.18 a 4.23.

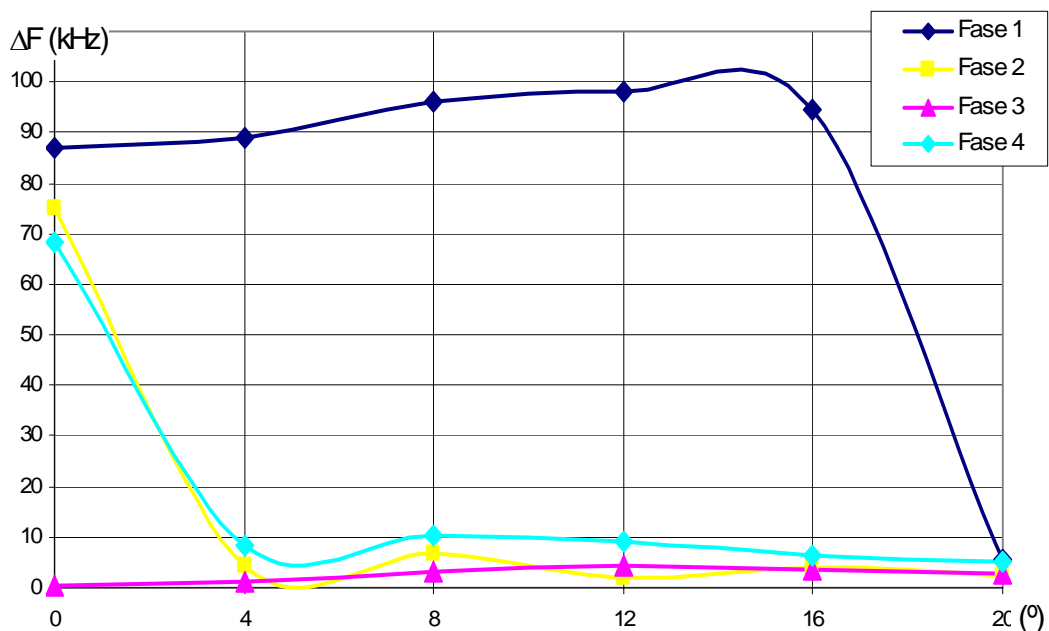


Figura 4.24: Variação da frequência média medida nas fases de diagnóstico.

A variação máxima da frequência ΔF por posição observável na figura 4.24 permite concluir que a utilização da bobina de diagnóstico e respectiva fase de magnetização simultaneamente

em actividade não é conveniente devido às grandes variações de frequência devido ao fluxo total, tornando impossível a interpretação da posição. É o caso da curva F1 na figura 4.24. As curvas F2 e F4 apresentam variações de frequência de amplitude considerável, o que torna difícil a sua utilização nas posições entre 0° e 4° contudo para as restantes posições angulares os valores de variação já são mais aceitáveis. A curva da variação máxima da frequência associada à F3 é a que apresenta maior desacoplamento relativamente ao fluxo apesar de não ser a melhor opção na posição de 12°.

Na tabela 4.2 está quantificada a variação máxima da frequência medida para todas as posições e correntes.

Tabela 4.2 Variação máxima da frequência medida nas fases de diagnóstico.

Fase de diagnóstico	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Fase 4
Variação de frequência (kHz)	92.6	73.1	3.8	86.3

Concluiu-se então que se deverá utilizar a fase de diagnóstico perpendicular à fase de magnetização para a medição indirecta da posição embora nas posições a partir de 12° se torne particularmente interessante a leitura da posição na fase de diagnóstico F2 no sentido directo e na fase de diagnóstico F4 no sentido inverso de rotação do veio. Isso deve-se ao facto dos pólos da fase F2 ou F4 tenderem para o desalinhamento dos pólos conforme o sentido de marcha.

O exposto permite determinar e extrapolar para todas as fases, a relação da sequência de fases de activação ou magnetização da máquina e as respectivas fases de diagnóstico que se propõe e que foi implementado no sistema de medição indirecta da posição angular através da tabela 4.3.

Tabela 4.3 Sequência de fases de activação e respectivas fases de diagnóstico.

Fases de activação	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Fase 4
Fases de diagnóstico	Fase 3	Fase 4	Fase 1	Fase 2

De referir que as fases de diagnóstico são utilizadas sucessivamente no decorrer do desalinhamento dos pólos de diagnóstico, correspondendo ao aumento da relutância do circuito magnético, onde se verifica maior estabilidade na medição da frequência.

Com base nos gráficos das figuras 4.18 a 4.23, apresenta-se na figura 4.25, o andamento da frequência medida na fase de diagnóstico F3 quando a fase de magnetização é a F1, para as posições angulares anteriormente referidas. Como se observa, na figura 4.24, o andamento da frequência medida é não linear. Também é observado que a frequência medida na fase de diagnóstico F3, apresenta maior resolução e maior homogeneidade, relativamente às restantes fases de diagnóstico, quando a fase de magnetização é F1.

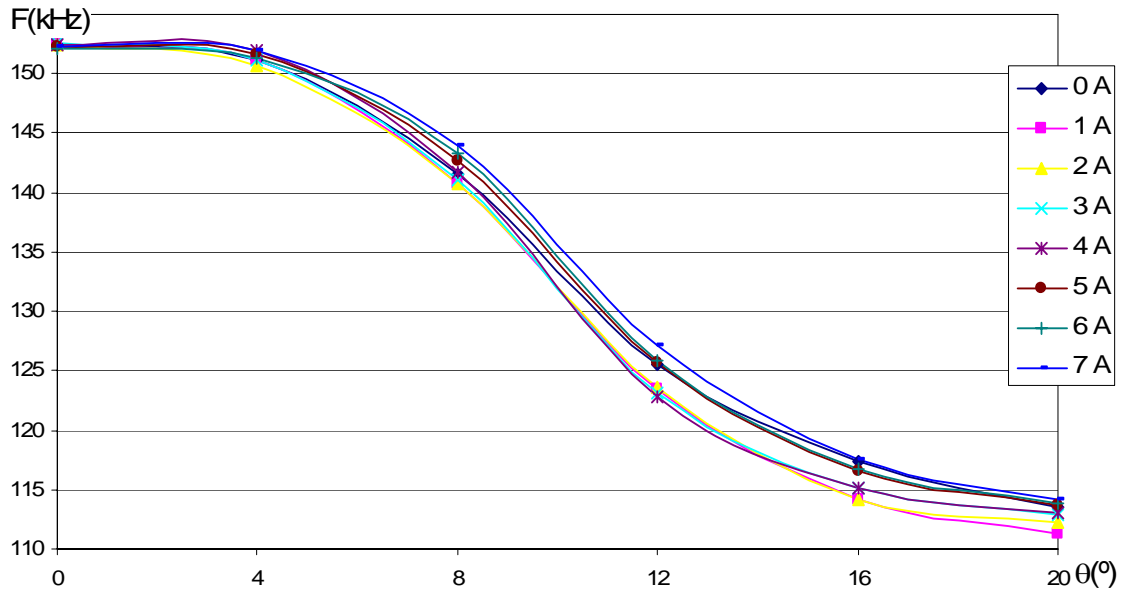


Figura 4.25: Andamento da frequência medida na fase de diagnóstico F3.

No caso do funcionamento da máquina no controlo de velocidade, basta considerar um valor de frequência de referência, correspondente a uma posição angular de patamar ou de fronteira, para se efectuar a ordem de comutação de fases na sequência.

Quanto ao funcionamento da máquina no controlo de posição, um único valor não é suficiente e estabelecer uma relação linear entre a frequência medida e a posição angular é muito redutor e induz em erro. Portanto, uma forma de caracterizar o andamento médio desta relação no intervalo $\theta = [0^\circ, 20^\circ]$ é dada pela expressão (4.15).

$$F(\theta) = \frac{2\theta_{máx}}{1 + e^{\gamma(\theta - \theta_m)}} + F_{min} \quad (4.15)$$

Em que $F(\theta)$ é a frequência média em kHz para a posição angular θ , $\theta_{máx}$ é o valor máximo que θ pode assumir no intervalo (valor anteriormente definido), γ é a variável que caracteriza o declive da função $F(\theta)$ e que neste caso $\gamma = 0.5$, θ_m é a posição de inflexão da função $F(\theta)$, que na figura 4.25 coincide com $\theta_m = (\theta_{máx} - \theta_{min})/2 = 10^\circ$ e F_{min} é a frequência mínima no

intervalo angular em análise. Assim, sabendo-se a posição de referência, tem-se através de (4.15) a informação da frequência de referência correspondente. Outra possibilidade é estruturar a informação na forma de tabelas onde há correspondência entre frequência e posição.

Embora já tenha sido definida a relação entre as fases de diagnóstico e as fases de magnetização em uso, ainda não se determinou quantas medidas de posição angular são necessárias efectuar e qual o instante adequado.

Recorrendo-se ao ensaio anterior, efectuou-se o levantamento e análise dos dados relativos ao codificador de posição associado à bobina de diagnóstico da fase F3 enquanto a máquina foi magnetizada através da fase F1. O *duty cycle* foi de 0,3 e o rotor foi colocado nas posições anteriormente utilizadas (0° , 4° , 8° , 12° , 16° e 20°). Em cada posição angular fixa, os valores de corrente absorvida foram de 2 a 7 A em passos de 1 A. Foi repetidamente efectuada a medição da frequência do oscilador na fase de diagnóstico F3.

Os resultados da medição da frequência do oscilador perante o sinal de comando do *PWM* encontram-se nas figuras 4.26, 4.27, 4.28, 4.29, 4.30 e 4.31. A alteração da frequência, verificada pela grande disparidade de valores medidos dentro do intervalo temporal do pulso de *PWM*, como já foi referido deve-se à influência do fluxo no circuito magnético da máquina.

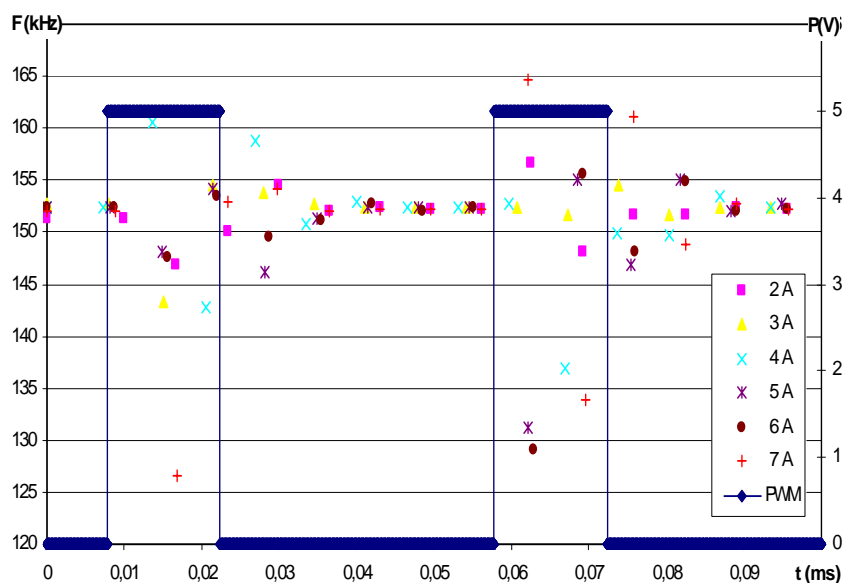


Figura 4.26: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 0° .

De referir que a perturbação verificada numa ou duas medidas consecutivas da frequência, após o pulso de PWM, deve-se à influência da desmagnetização parcial do circuito magnético.

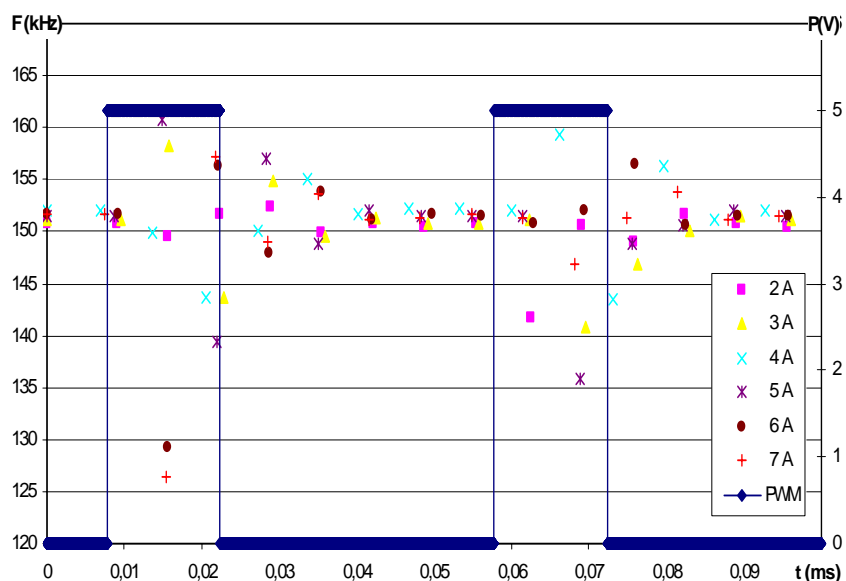


Figura 4.27: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 4° .

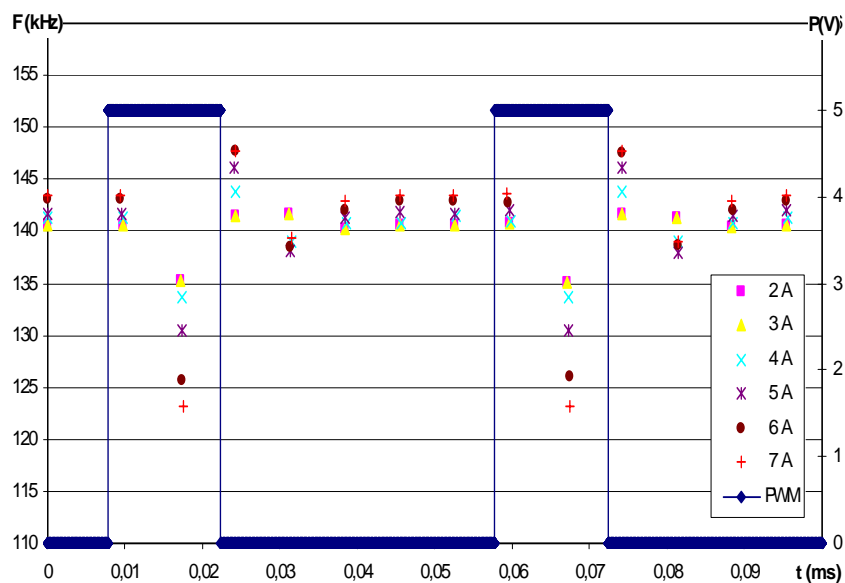


Figura 4.28: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 8° .

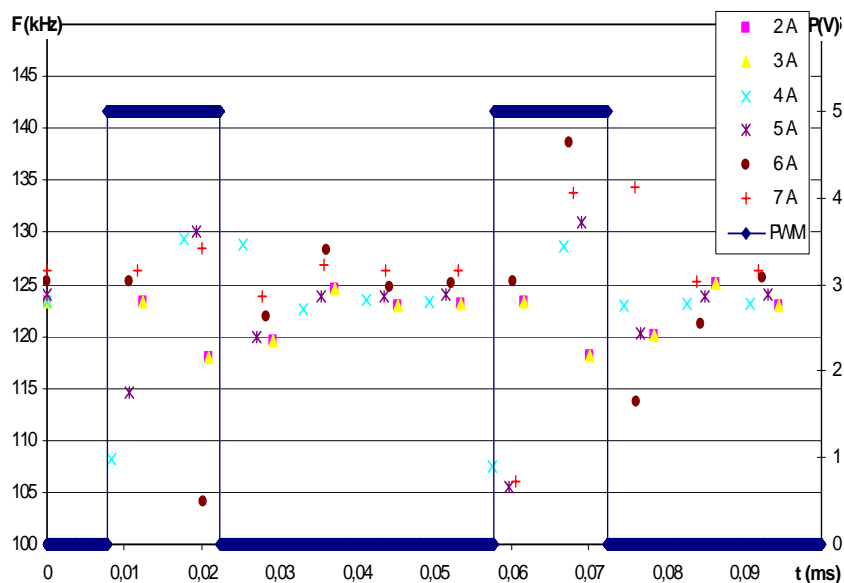


Figura 4.29: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 12° .

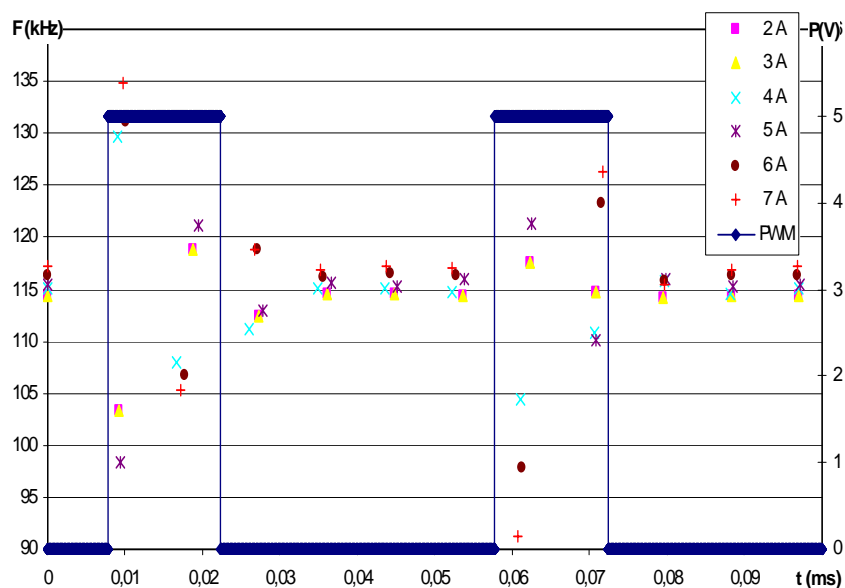


Figura 4.30: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 16° .

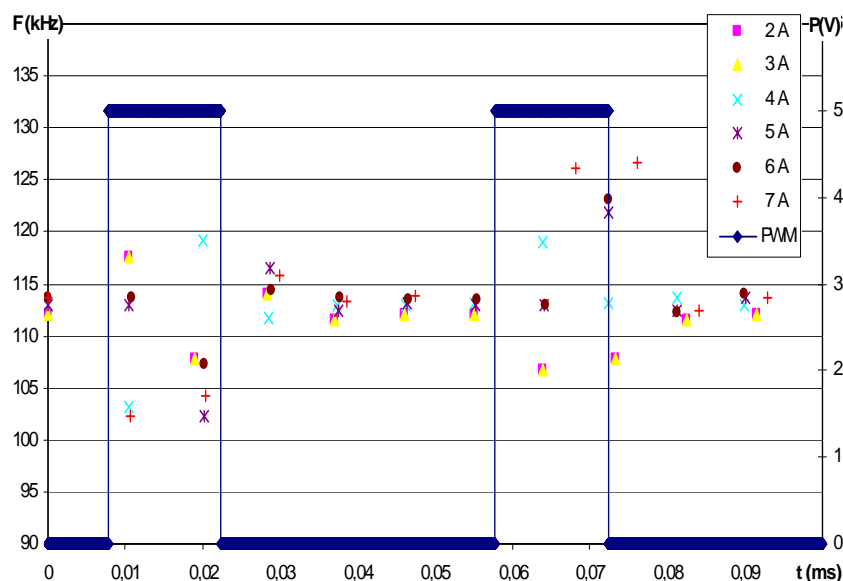


Figura 4.31: Frequências medidas à saída do sistema de codificação de posição associado à bobina de diagnóstico da F3 para diversas correntes na F1 na posição angular de 20°.

Observa-se no conjunto das figuras 4.26 a 4.31, que há dois a três instantes possíveis para se efectuar a medida da posição até ao novo pulso de *PWM*. As medidas da frequência efectuada nesses instantes convergem e correspondem aproximadamente à informação da posição obtendo um desacoplamento do efeito da corrente no coeficiente de indução.

Para além de ficar definido o instante adequado para efectuar a medição da posição ficou estabelecido que é possível efectuar duas a três medições consecutivas da posição em cada ciclo de PWM. A aplicação da média a estas duas ou três medições da posição reforça a robustez do sistema caso necessário. Contudo é exigido um maior intervalo de tempo para a determinação da posição actual em detrimento de uma só medição.

A relação entre a frequência do *PWM* e a frequência de trabalho do codificador de posição, embora visível nos gráficos, levanta mais umas questões. Por exemplo, qual é a frequência mínima da portadora de *PWM* para a qual ainda é possível utilizar o sistema de medição indirecta da posição descrito? Qual o valor máximo de *duty cycle* para o qual é possível efectuar a medição indirecta da posição?

Para os efeitos desta análise alguns pressupostos foram tidos em conta, tais como: é condição suficiente e necessária efectuar-se uma só medida da posição angular em cada ciclo de *PWM*; o caso desfavorável da existência de um erro de medição na última medida do intervalo angular de 15°; o erro máximo da posição aceitável ser de 5° num intervalo angular, isto

porque o somatório do intervalo angular e do erro máximo perfazem 20° o que é praticamente o máximo da característica útil do coeficiente de indução; e a possibilidade do sistema de medição funcionar até às 3000 rpm.

O gráfico da figura 4.32, representa a evolução do passo angular, em graus, por cada medida da posição, dependente da frequência do PWM, onde se evidencia o caso limite da frequência mínima da portadora de *PWM* aplicável. Este caso limite reporta-se à frequência de portadora de *PWM* de 7 kHz no regime de 3000 rpm onde se verifica a possibilidade de efectuar uma medição em cada $2,6^\circ$.

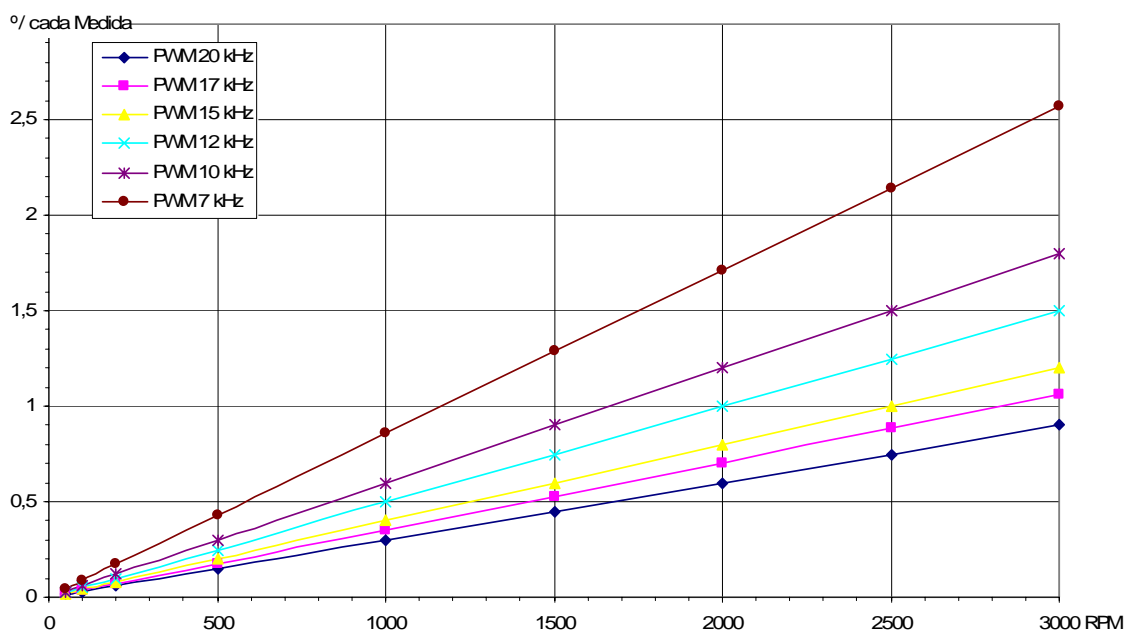


Figura 4.32: Passo angular por cada medição da posição em função da velocidade da máquina para cada frequência de PWM.

O gráfico da figura 4.33 revela o andamento do número de medidas de posição em função da velocidade da máquina, para diversas frequências de portadora do *PWM*, no percurso de um intervalo angular de 15° de magnetização da máquina.

Quanto mais elevada for a frequência de *PWM*, maior o número de medidas de posição que se podem efectuar por unidade de tempo. Este facto pode ser interessante para aumentar a robustez da medição da posição através da média das medidas efectuadas ou aplicar um filtro digital recursivo. Esta é uma forma de reduzir os efeitos do ruído devido aos factores intrínsecos na aplicação do controlo de posição.

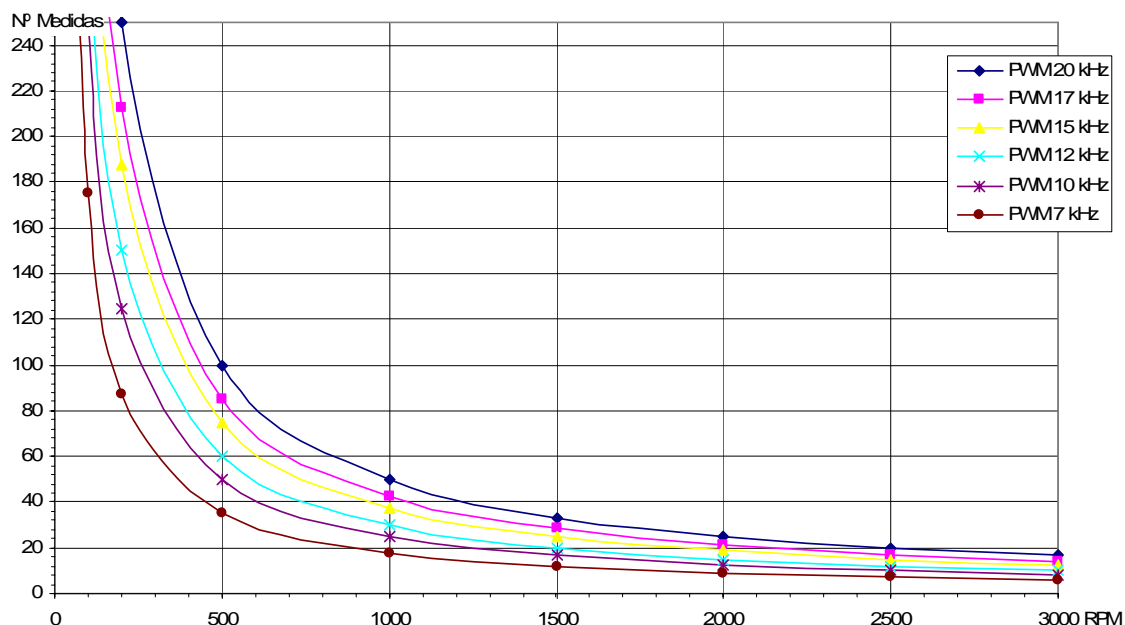


Figura 4.33: Número de medidas da posição em função da velocidade da máquina para várias frequências de portadora do *PWM*.

Uma particularidade que este gráfico expõe é a possibilidade de determinar o valor aproximado da velocidade da máquina com base no número de medições que se efectuam em cada intervalo angular, mantendo a frequência do *PWM* constante. Como em cada rotação existem 24 intervalos angulares de 15° significa que há dados suficientes para determinar a velocidade média aproximada.

Quanto a qual o *duty cycle* máximo a aplicar de modo a poder efectuar uma medição por cada ciclo do *PWM*, a tabela 4.4 apresenta os valores máximos recomendados atendendo a que é necessário reservar no mínimo $20\ \mu\text{s}$ em cada ciclo. Sejam $10\ \mu\text{s}$ correspondentes ao período na frequência mais baixa do oscilador e mais $10\ \mu\text{s}$ para a estabilização da frequência conforme se observou no conjunto de figuras 4.26 a 4.31.

Tabela 4.4 Valores máximos recomendados de *duty cycle*.

Frequência de <i>PWM</i> (kHz)	7	10	12	15	17	20
Valor do <i>Duty Cycle</i>	0,86	0,80	0,76	0,70	0,66	0,6

Nos regimes de velocidade a redução do *duty cycle* assim como a medição da posição pode não ser efectuada em todos os ciclos de *PWM*. Por exemplo, ao excitar uma fase no início do percurso angular não é necessário limitar o *duty cycle* do primeiro ou mesmo de outros ciclos seguintes, dependendo do número de medições que são possíveis efectuar conforme figura

4.33. Do mesmo modo, não é importante efectuar no intervalo angular subsequente ao θ_{on} a medição da posição pois o que se percorreu, em termos angulares, ainda está afastado da posição de referência ou de patamar para que uma mudança na sequência da comutação de fases se torne necessária. Contudo, há momentos angulares em que essa redução do *duty cycle* tem que ser efectuada para que a medição seja exequível. Então, neste caso, a limitação da gama do *duty cycle* pode ser entendido como um inconveniente deste sistema de medição indirecta da posição.

No caso específico do ajustamento da posição do veio à posição de referência é importante referir que se efectua uma medição da posição em cada ciclo de *PWM*. Neste caso o *duty cycle* não deverá ultrapassar os limites máximos recomendados apresentados na tabela 4.4.

4.4 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO INDIRECTA DA POSIÇÃO PROPOSTO

Nas secções anteriores apresentou-se o estudo do comportamento do sistema de medição angular com e sem excitação da máquina. Nesta secção vai analisar-se a sua aplicabilidade e implementação nas condições do protótipo.

Para efectuar a medição indirecta da posição utilizando o sinal da modulação em frequência é necessário que o mesmo seja tratado, ou melhor desmodulado, através das funcionalidades do microcontrolador. Foi proposto um circuito electrónico conversor de modo a transformá-lo num sinal quadrado assim como adequá-lo aos níveis de tensão de trabalho do microcontrolador sem perder a informação do período.

A figura 4.34 apresenta o diagrama de blocos do sistema de codificação da posição angular da Fase 1 e sua reprodução para as restantes fases. O sistema é composto por um circuito oscilador, um circuito de formatação do sinal (*Schmitt trigger*) e um circuito habilitador ou de activação dos circuitos anteriores. Estes circuitos formam um módulo que é reproduzido para cada bobina de diagnóstico. Os circuitos comuns a todos os módulos são o condicionador lógico OU, os opto-acopladores para a comunicação com o dsPIC e a fonte de alimentação. O isolamento galvânico entre o sistema e o dsPIC é necessário por existirem tensões distintas de trabalho entre circuitos eléctricos.

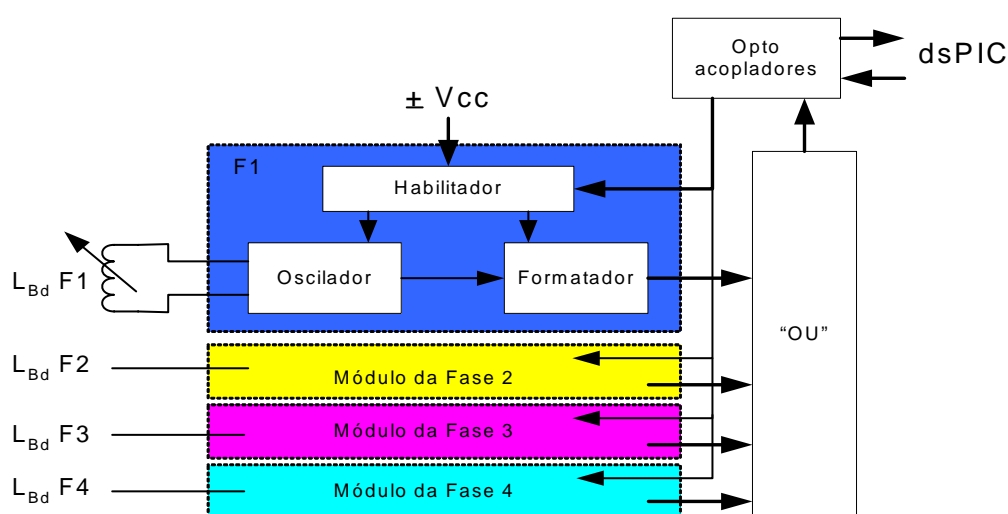


Figura 4.34: Diagrama de blocos do sistema codificador de posição angular.

O microprocessador está associado funcionalmente ao sistema de codificação de posição por modulação em frequência, através de uma rotina que quando é activada, é habilitado o oscilador associado à bobina de diagnóstico pretendida e é activado o serviço de interrupções (*ISR*) do microprocessador para efectuar a medição do período da frequência de oscilação (desmodulação). A medição do período é feita com base na contagem dos ciclos de *clock* que se estabeleceram durante o período do sinal a medir e que se relaciona segundo a expressão (4.16).

$$C_t = \frac{1}{FP_{clock}} 10^6 \quad (4.16)$$

Onde P_{clock} é a duração de um período de *clock* do protótipo em ns, F é a frequência do oscilador em kHz e C_t é o número da contagem de ciclos de *clock* correspondente ao período da frequência. Como o ciclo de *clock* foi de 41,6 ns, o erro máximo de um ciclo na contagem não tem expressão relativamente aos períodos de 6,5 μ s e 9,6 μ s referentes à frequência máxima e à frequência mínima respectivamente.

A figura 4.35 apresenta o andamento da contagem nos períodos da frequência modulada correspondente às 4 fases diagnosticadas, efectuada pelo microcontrolador em função da posição angular.

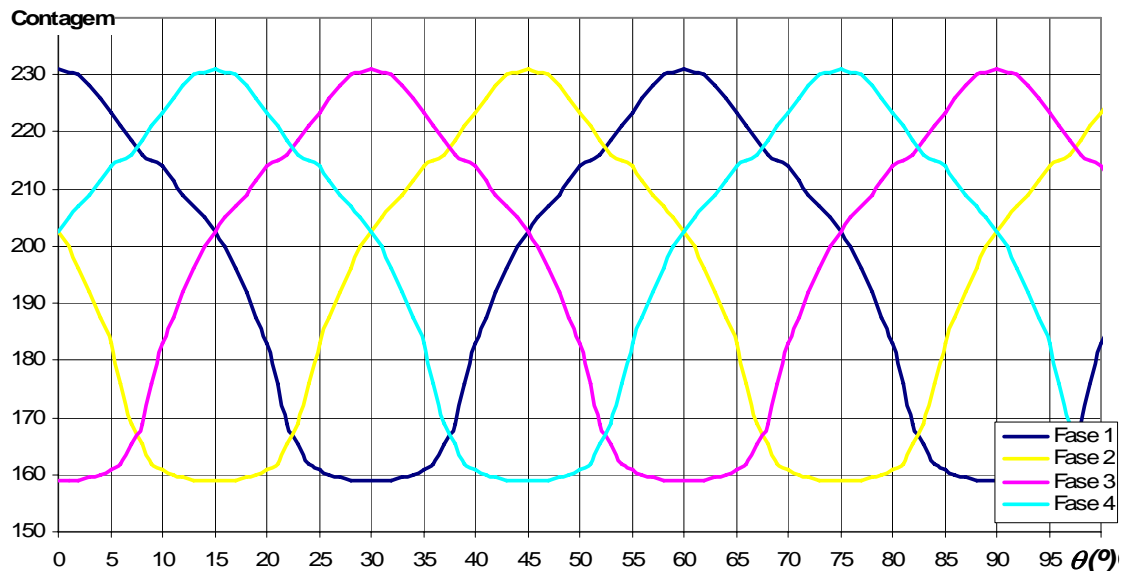


Figura 4.35: Andamento da descodificação da frequência modulada das 4 fases de diagnóstico.

Observa-se na figura 4.35 que a contagem máxima corresponde ao período da frequência mínima, cujo valor é atingido na posição de polos alinhados e que, a contagem mínima

corresponde ao período da frequência máxima, a qual é atingida na posição de pólos desalinhados.

A rotina de activação do sistema de codificação da posição, assim como a informação obtida da descodificação, é gerida por um dos três algoritmos distintos em função do objectivo, a saber ;

- Determinação da fase de arranque ou inicial;
- Detecção da posição de comutação, ou seja do θ_{off} , para a desactivação da fase de magnetização no instante actual e, simultaneamente, do θ_{on} para a excitação da fase de magnetização seguinte. A activação dos módulos de codificação acompanha a permuta de fases;
- Determinação do erro da posição no intervalo angular de estabilização na posição de referência.

Na determinação da fase de arranque este algoritmo gera a activação sequencial dos osciladores associados às bobinas de diagnóstico das fases de modo a obter a informação da posição do rotor e determinar qual a fase a excitar.

Para a detecção da posição de comutação assim como para a determinação do erro da posição há toda a vantagem em efectuar a medição indirecta da posição no troço da característica onde a resolução é mais elevada.

A análise ao andamento da contagem por período (C/P) do sinal permite definir que o intervalo de maior resolução é de 15° conforme referido na figura 4.25. Este encontra-se representado por um traço cheio de cor verde (SM) e refere-se à utilização sequencial das bobinas de diagnóstico associadas às fases.

Em regime de velocidade, a comutação de fases de excitação e de bobinas de diagnóstico efectua-se na proximidade do valor mais baixo da curva SM. É tipicamente o funcionamento de um detector de nível cujo valor de patamar é próximo de 170 C/P, como se observa na figura 4.36 pelas mudanças bruscas das fases a diagnosticar.

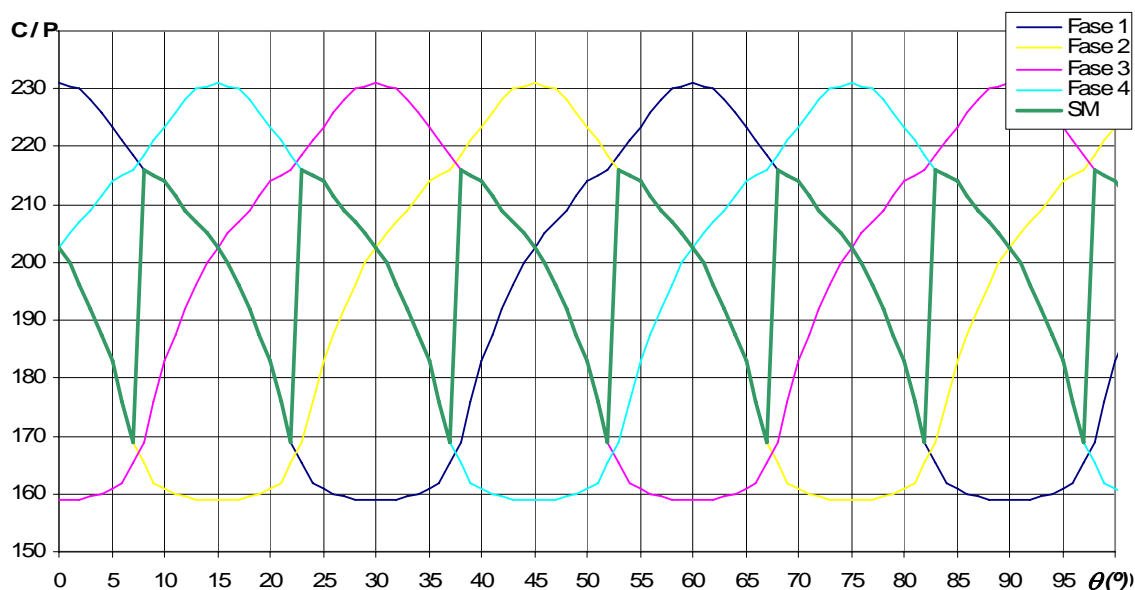


Figura 4.36: Andamento da decodificação da frequência modulada do sistema de medição (SM) associado às fases

No funcionamento como sensor discreto de posição no intervalo angular de 15° há várias abordagens possíveis, contudo duas são imediatas. A primeira, o valor de C/P é convertido em graus para se calcular o erro da posição. A segunda, a posição de referência é convertida no número de contagens por período de referência para se calcular o erro em C/P. Esta última é que foi aplicada por evitar efectuar a conversão da C/P em graus em cada ciclo de *PWM* disponibilizando assim os recursos de processamento para outras tarefas.

A figura 4.36 apresenta a decodificação da modulação em frequência no sentido directo de rotação do veio da máquina ou *cw*.

A figura 4.37 apresenta a decodificação da modulação em frequência no sentido inverso ou *ccw*. De referir que a C/P tem sempre a mesma sequência numérica porque é independente do sentido de rotação da máquina. Esta interessante característica simplifica a sua implementação porque só é necessário uma tabela que relaciona a contagem de períodos e a posição angular. Porém, se houver diferenças de resultados entre sistemas de medição angular devido a pequenas irregularidades construtivas entre as bobinas de diagnóstico ou no seu circuito magnético, será necessário implementar as tabelas correspondente a cada sistema de medição. Estas tabelas, terão que ser utilizadas sincronizadamente com a fase de diagnóstico correspondente.

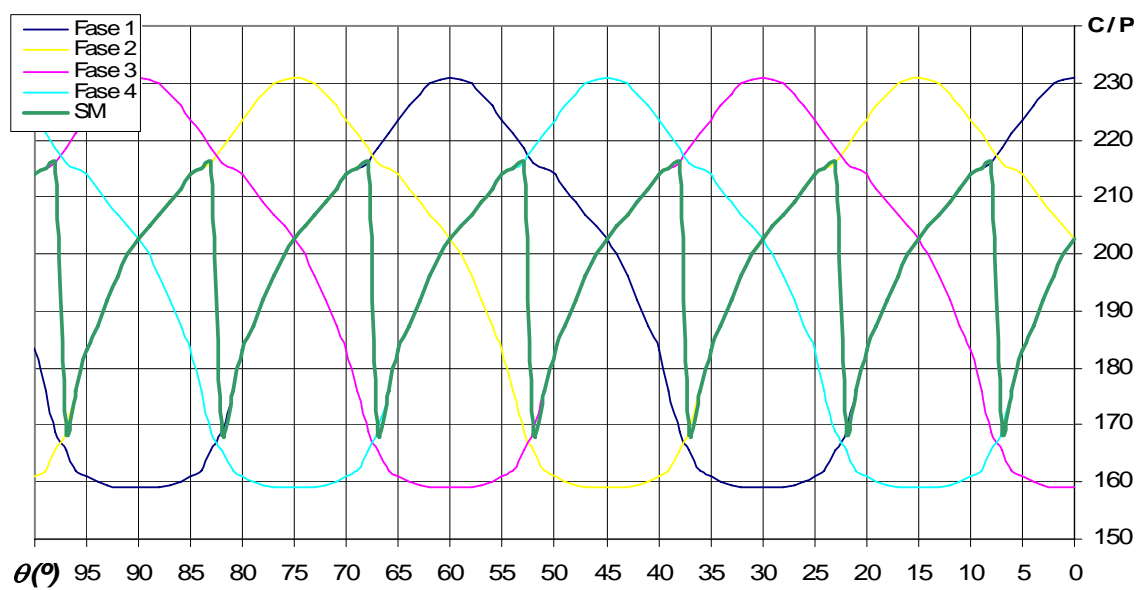


Figura 4.37: Andamento da decodificação da frequência modulada do sistema de medição (SM) no sentido inverso de rotação do veio da máquina.

4.5 CONTROLADOR PROPOSTO

Um dos controladores clássicos mais popular é caracterizado por ser um controlador proporcional, integrativo e derivativo (PID) e é composto por três parcelas, conforme equação genérica (4.17).

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.17)$$

O K_p , K_i e K_d são os ganhos do controlador, mais concretamente, da componente proporcional, integradora e derivativa respectivamente. O erro no instante t é representado por $e(t)$ e a saída é dada por $u(t)$.

Na literatura clássica de sistemas de controlo dedicados ao controlo de posição angular, é comum utilizar-se vários anéis em cascata de controladores PID, tal como mostra a figura 4.38. O objectivo consiste em definir a grandeza de saída a impor à máquina de modo a produzir um erro nulo da posição. O controlador PID é normalmente aplicado para controlar sistemas lineares ou, no caso de sistemas não lineares, controlar o sistema em torno de um ponto de funcionamento.

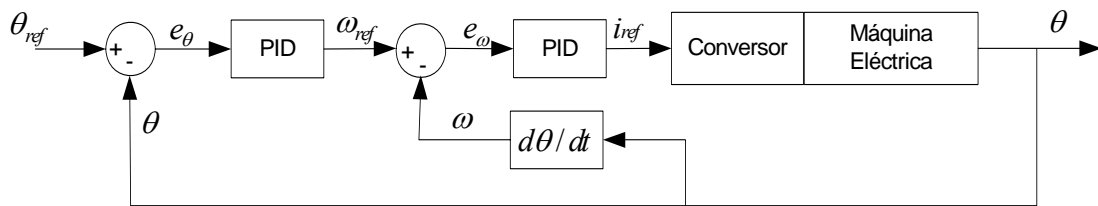


Figura 4.38 Diagrama de blocos dos controladores PID em cascata para controlo de posição angular.

A MERC é em si um sistema não-linear. A experiência acumulada na aplicação de um controlador PID especificamente no controlo de velocidade da MERC foi apresentada em (Silviano *et al*, 2004 e Yufeng e Yihuang, 2005), onde se demonstra a necessidade de utilizar ganhos de distintos valores em função do regime de funcionamento. Isso implica possuir um bom conhecimento de todos os regimes de funcionamento de modo a gerar uma matriz de ganhos adequados. Esta técnica de ganhos previstos é conhecida por “*Gain Scheduling*” na

literatura internacional. Outra alternativa é aplicar um sistema com capacidade de aprendizagem de modo a corrigir o valor dos ganhos do PID para cada regime de funcionamento. Esta técnica é conhecida por “*Adaptive Gain*”. Estas duas soluções não se tornam viáveis para aplicações genéricas de baixo custo em processos industriais. Uma porque nem sempre se tem o conhecimento devido de todos os regimes de funcionamento, outra, porque em termos de implementação, requer elevados recursos de processamento tornando a solução onerosa. Contudo, para o caso do controlo de posição angular, a aplicação do sistema apresentado na figura 4.37 com sensor de posição demonstrou ser exequível para accionamentos com critérios operacionais menos exigentes. A discussão e demonstração desses resultados encontram-se no quinto capítulo. Para accionamentos mais exigentes as duas soluções alternativas, acima apresentadas, também poderiam ser aplicadas, contudo não se coadunam com o objectivo de baixo custo.

Contanto é objectivo implementar um controlador clássico PID para integrar o sistema de comando e o sistema de medição indirecta da posição angular. A principal razão deve-se à sua simplicidade, robustez e baixo custo de implementação.

Pretende-se desenvolver e analisar uma vertente pouco averiguada e distinta da forma clássica da figura 4.38, conforme se apresenta na figura 4.39, em termos de diagrama de princípio válido para um intervalo angular de 15° entre fases.

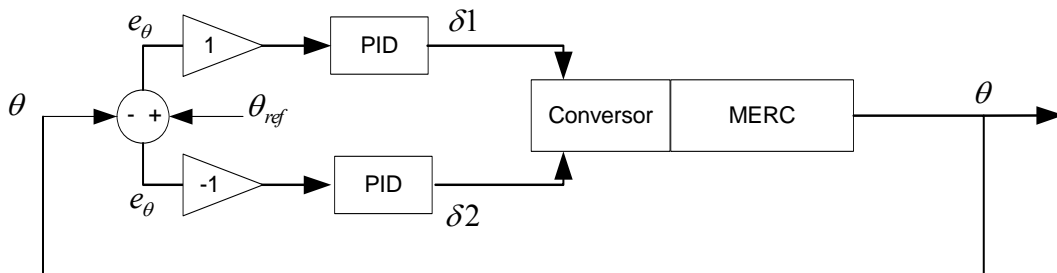


Figura 4.39: Diagrama de blocos dos controladores PID no controlo de posição num intervalo angular de 15° .

Para melhor entender o princípio físico que serviu de base para a aplicação deste controlador de posição recupera-se aqui o conceito de equilíbrio estático de binários apresentado no segundo capítulo desta tese. Relembra-se que, no contexto da MERC, é possível coexistirem binários opostos num mesmo intervalo angular do veio. Significa que, numa dada posição angular, o somatório dos binários actuantes no rotor pode ser nulo. Então, neste caso, o veio

da máquina permanece em equilíbrio estático nesta posição. Uma forma de obter esta posição estática do veio consiste na excitação de duas fases da máquina simultaneamente. Estas fases de magnetização são devidamente seleccionadas em função da posição. As fases seleccionadas são produtoras de binários opostos. Assim, associado a cada uma destas fases, os controladores PID actuarão de modo a atingir a amplitude adequada de binário, de forma a que o rotor seja posicionado e permaneça na posição angular de referência através de *duty cycle* distintos δ_1 e δ_2 , conforme a figura 4.39.

Se o percurso do veio, desde a posição inicial até à posição de referência, for dividido em intervalos angulares de 15° , torna-se elementar a determinação do intervalo angular que contém a posição de referência. Assim, a activação simultânea dos dois controladores PID só se verifica nos últimos intervalos angulares do percurso do veio actuando nas fases correspondentes apresentadas na tabela 4.5. O percurso antecedente, a descrever pelo veio, é controlado somente por um controlador.

Tabela 4.5 – Sinal de binário desenvolvido pelas fases nos intervalos angulares.

Intervalo Angular ($^\circ$)	0° a 15°	15° a 30°	30° a 45°	45° a 60°
Binário Positivo	Fase 4	Fase 3	Fase 2	Fase 1
Binário Negativo	Fase 1	Fase 4	Fase 3	Fase 2

O controlador definido em (4.17) está projectado para aplicações no tempo contínuo. Todavia, devido à implementação do controlador num sistema microprocessado, o algoritmo PID deverá ser discretizado. Uma das expressões aproximadas do controlador PID no domínio discreto está apresentada em (4.18) e é conhecida por algoritmo de posição.

$$u_k = K_p e_k + K_i \sum_{j=0}^k e_j + \frac{K_d}{T_s} (e_k - e_{k-1}) \quad (4.18)$$

Embora seja de fácil implementação, a expressão (4.18), em termos genéricos, apresenta a desvantagem de não incluir a protecção relativamente à saturação do actuador electromecânico.

Em termos de implementação, é de todo conveniente que o algoritmo PID seja matematicamente tratado de modo a ser apresentado na forma da expressão (4.19).

$$y_k = \sum_{i=0}^n a_i x_{k-i} - \sum_{i=1}^n b_i y_{k-i} \quad (4.19)$$

Esta é a forma típica das equações às diferenças, onde y e x são as variáveis de saída e de entrada respectivamente, no instante k , correspondente à actual amostragem segundo o período da taxa de amostragem T_s , e a e b os coeficientes do controlador.

A expressão (4.17) do PID no tempo contínuo é transformada para o tempo discreto aplicando a transformada Z ficando a função de transferência do controlador como em (4.20). Do desenvolvimento matemático de (4.20) obtém-se a equação (4.21) que caracteriza a ordem do controlador.

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = Kp + KiTs \left(\frac{z}{z-1} \right) + \frac{Kd}{Ts} \left(\frac{z-1}{z} \right) \quad (4.20)$$

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{\left(Kp + KiTs + \frac{Kd}{Ts} \right) + \left(-Kp - 2\frac{Kd}{Ts} \right) z^{-1} + \frac{Kd}{Ts} z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (4.21)$$

Verifica-se que $C(z)$ é uma função de transferência de 2ª ordem o que implica que a equação às diferenças é da mesma ordem tal como é apresentado em (4.22). Esta é expressão no tempo discreto do controlador a implementar no sistema microprocessado e na simulação.

$$u_k = u_{k-1} + \left(Kp + KiTs + \frac{Kd}{Ts} \right) e_k + \left(-Kp - 2\frac{Kd}{Ts} \right) e_{k-1} + \left(\frac{Kd}{Ts} \right) e_{k-2} \quad (4.22)$$

O controlador PID na forma genérica discreta (4.18) e expresso em (4.22) é conhecido por algoritmo de velocidade ou de incremento e é aplicado nos casos em que o actuador efectua a integração da variável de saída do controlador.

O erro da posição e_k é determinado em (4.23), onde $PosRe_k$ é a posição de referência e θ_k a posição angular do veio, ambas no mesmo tempo discreto k .

$$e_k = PosRe_k - \theta_k \quad (4.23)$$

No intervalo angular onde duas fases são simultaneamente activadas, o erro da posição considerado para a fase que desenvolve um binário de tracção é dado em (4.23) e para a fase que desenvolve o binário de travagem é dado em (4.24). Assim os controladores com os mesmos ganhos actuarão de modo a equilibrar os binários na posição de referência.

$$e_k = \theta_k - Pos Re_k \quad (4.24)$$

De notar o facto deste sistema de controlo não necessitar do anel de velocidade. É uma vantagem pois permite utilizar o recurso de processamento para outras tarefas assim como evita a propagação dos erros típicos no cálculo da velocidade, seja por truncadura, seja pela leitura da posição ou pela derivada da posição angular instantânea.

4.6 IMPLEMENTAÇÃO DO CONJUNTO

O diagrama de blocos da figura 4.40 apresenta todo o sistema implementado tanto na simulação como no protótipo experimental.

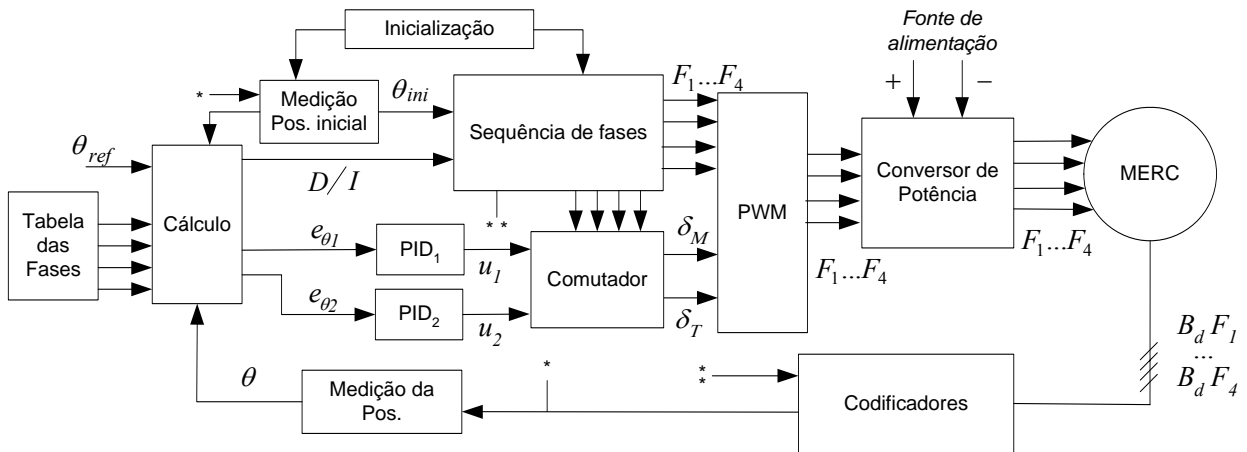


Figura 4.40: Diagrama de blocos da implementação sem sensor de posição angular.

Passe-se a descrever resumidamente os blocos de controlo e comando que foram implementados.

O bloco *Tabela das Fases* é composto pelas matrizes de dados dos valores das contagens por período das frequências de trabalho de cada oscilador/fase de medição em função da posição angular.

O bloco *Cálculo* efectua os cálculos fundamentais tais como a determinação do número de passos de 15° a serem contabilizados, o ângulo restante a percorrer e o erro da posição angular para cada controlador PID. Através do bloco *Tabelas das Fases* efectua a conversão da posição de referência em número de contagens por período.

Os blocos PID_1 e PID_2 são os controladores definidos pela expressão (4.23) e que actuam no *duty cycle* em função do erro de posição e_θ . Os ganhos K_p , K_i e K_d são iguais para os dois controladores.

O bloco *Comutador* tem a função de canalizar as saídas dos controladores para as respectivas entradas (*duty cycles*) dos módulos de *PWM* consoante a sequência de fases. Significa que a

saída do controlador impõe o *duty cycle* que através do comutador é associado à fase produtora de um binário motor ou de um binário de travagem em função da informação do bloco *Sequência de fases*, consoante o objectivo pretendido.

O bloco *Medição Pos. Inicial* determina qual a fase mais adequada a ser excitada de modo a inicializar o movimento de rotação do veio para atingir a posição de referência. Tal é obtido através da comparação dos valores da medição da posição angular efectuados sequencialmente às 4 fases antes de inicializar a excitação da máquina.

O bloco *Inicialização* permite a activação do bloco *Medição Pos. Inicial* e do bloco *Sequência de fases* com base na informação externa de marcha ou paragem.

O bloco *Medição da Pos.* efectua a medição da posição angular em cada ciclo de PWM. Essa medição é caracterizada pela contagem dos múltiplos de um período padrão existentes num ciclo do sinal do oscilador.

O bloco *Codificador* agrega vários circuitos com funções complementares de modo a produzir a frequência que é proporcional ao coeficiente de indução da bobina de diagnóstico associada à fase. Este bloco representa os quatro circuitos de osciladores associados às bobinas de diagnóstico ($B_dF1 \dots B_dF4$) e está explicado em pormenor na secção 4.4.

O bloco *Sequência de fases* determina qual a sequência das fases para cada sentido de marcha (*CW* ou *CCW*). Simultaneamente em função da sequência das fases de activação efectua a selecção dos módulos de codificação angular de posição conforme a tabela 4.3.

O bloco *PWM* efectua a modulação da largura de impulso a atribuir a cada conjunto de canais de saída. No caso presente, utilizou-se o 1º canal (*high* e *low*) para os dispositivos de potência partilhados, o 2º canal para os dispositivos de potência das fases ímpares e o 3º canal para os dispositivos de potência das fases pares. As saídas de cada canal são activadas individualmente por ordem do bloco *Sequência de fases*. O *duty cycle* do 1º canal assume o valor máximo enquanto que os restantes canais assumem os valores que os controladores determinarem.

O bloco *Conversor de Potência* é constituído por um conversor em ponte assimétrica partilhada que se encontra descrito em pormenor no segundo capítulo.

4.6.1 Determinação Experimental dos Parâmetros do Controlador

Para um bom desempenho do conjunto implementado é necessário o ajuste dos parâmetros dos controladores PID. Como já foi referido, os parâmetros dos mesmos são iguais para que a actuação que culmina em oposição de binários na máquina seja equilibrada na posição angular pretendida. Parâmetros diferentes para cada PID provocariam desequilíbrios e oscilações devido a um controlo mais “agressivo” de um controlador relativamente a outro. Os parâmetros dos controladores foram ajustados por tentativa e erro procurando-se o melhor desempenho apresentado na consecução dos testes.

Para analisar o desempenho do protótipo definiram-se alguns critérios que servirão de base. Considera-se aceitável que a resposta a um escalão de posição não apresente sobre-elevação da posição, ausência de oscilações em torno da posição de referência, menor valor de erro médio na posição em regime estático e que o desvio padrão amostral do erro da posição seja o menor possível.

O valor do escalão de posição de referência a aplicar pode ser qualquer um desde que não coincida com uma posição do rotor de pólos alinhados. Ou seja, pretende-se que a posição de referência seja qualquer posição pertencente ao intervalo de posições angulares existentes entre dois alinhamentos de pólos contíguos. A posição de referência escolhida foi de 427° o que corresponde a uma posição de 7° entre o alinhamento de duas fases contíguas após o percurso de 28 passos de 15° . A figura 4.41 (a) apresenta a posição inicial ou de partida correspondente a pólos alinhados e a posição de chegada na posição de referência representada na figura 4.41 (b). Ao veio da máquina foi aplicada uma carga dinâmica na forma de uma massa suspensa de 3,4 kg.

Após um conjunto de testes com consequente ajuste dos ganhos do PID definiu-se quais os valores dos ganhos que satisfazem os critérios impostos. Por uma questão de síntese são apresentados dois testes denominados G1 e G2. Ambos os testes foram efectuados nas mesmas condições técnicas, salvo no conjunto de parâmetros dos controladores. O teste G1 é caracterizado por um conjunto de parâmetros dos controladores tais que $G1 = \{K_p = 1.5, K_i = 0.005 \text{ e } K_d = 0.010\}$. No teste G2 os parâmetros foram tais que $G2 = \{K_p = 0.5, K_i = 0.0005 \text{ e } K_d = 0\}$.

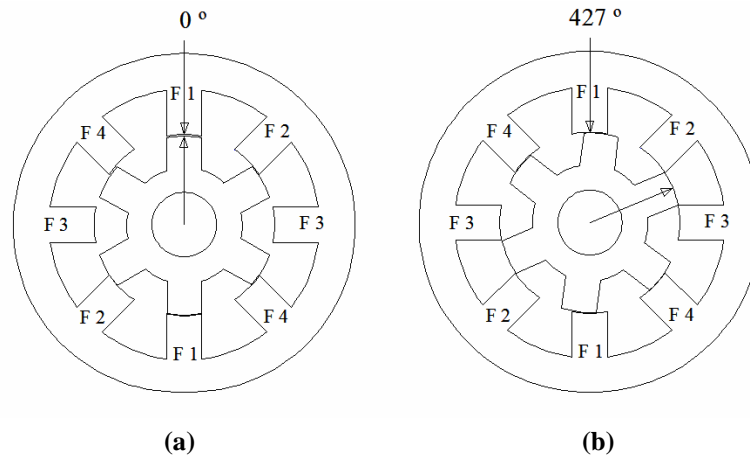


Figura 4.41: Corte seccional da máquina nas posições (a) 0° e (b) 427°.

A figura 4.42 apresenta a resposta posicional do veio do sistema com os ganhos G1 e G2. Repare-se na resposta mais rápida de G1 no tempo de subida, contudo oscilatória, em torno da posição de referência. Consta-se uma sobrelevação de 7,5 % para o sistema com os ganhos G1 em contraste com o sistema com ganhos G2 que não apresenta sobrelevação.

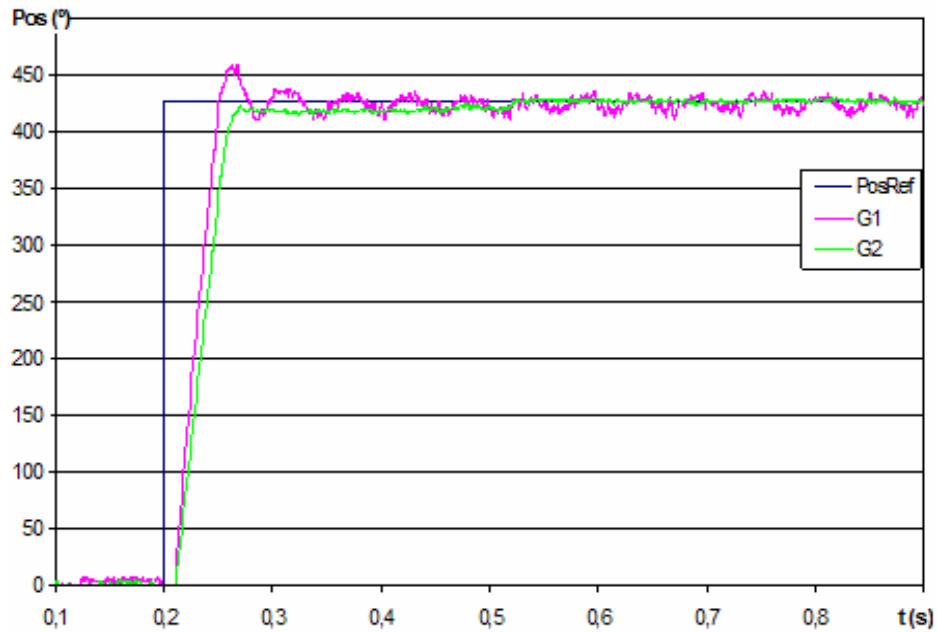


Figura 4.42: Resposta posicional do protótipo com os ganhos G1 e G2.

A figura 4.43 apresenta o andamento do erro da posição. O erro médio registado foi de 3.2° e o desvio padrão amostral foi de 5.25° para o sistema com os ganhos G1. O sistema com os ganhos G2 apresentou um erro médio de 1.3° e o desvio padrão amostral foi de 1.9°. O sistema com os ganhos G2 apresenta melhor desempenho tendo sido estes os parâmetros utilizados nos restantes ensaios que são apresentados e discutidos no quinto capítulo.

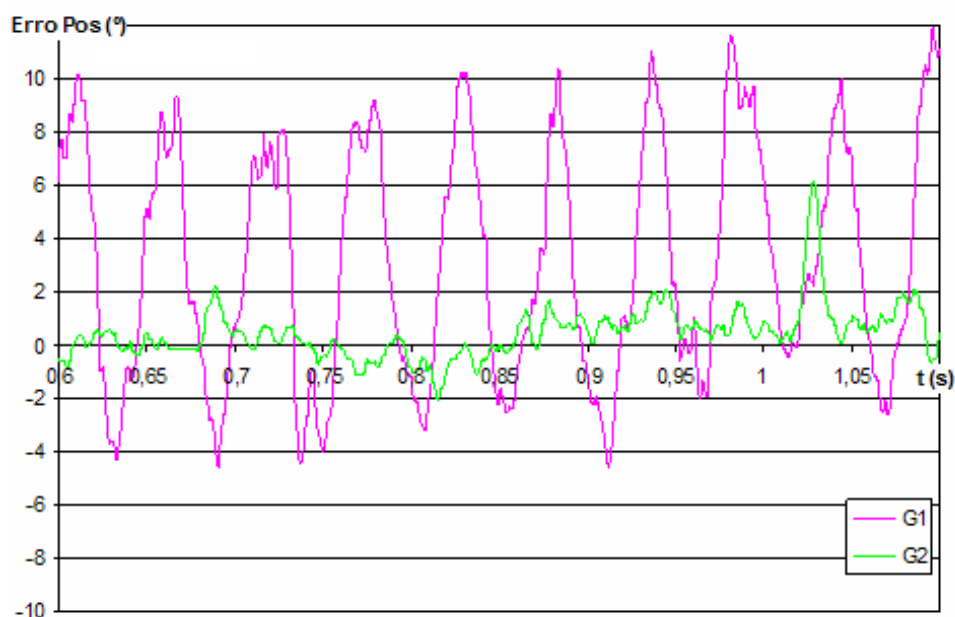


Figura 4.43: Erro de posição angular em regime estacionário nos dois testes.

A figura 4.44 apresenta o andamento da velocidade do veio da máquina quando sujeita aos testes com os ganhos G1 e G2.

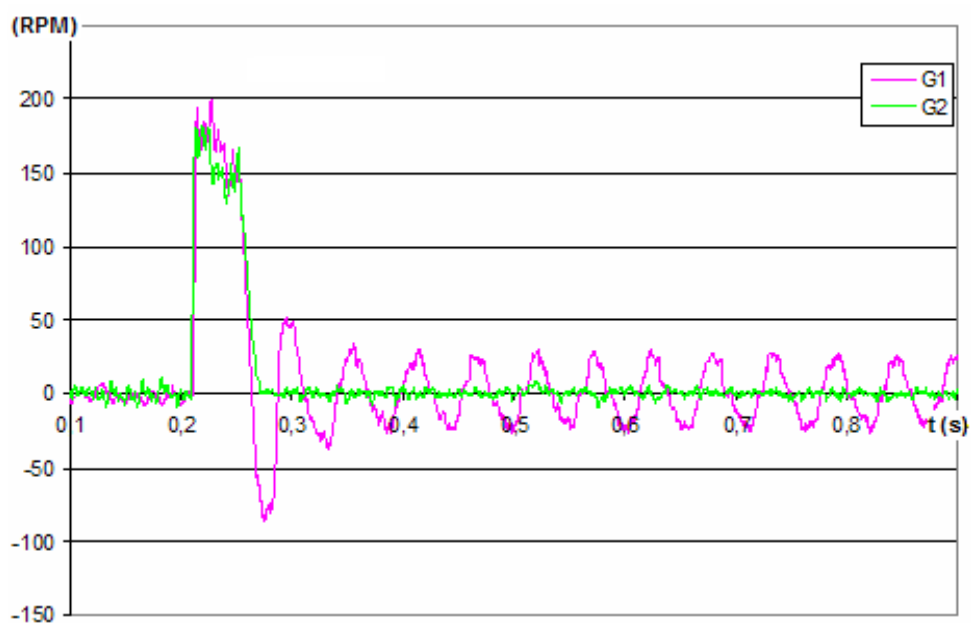


Figura 4.44: Andamento da velocidade do veio da máquina nos dois testes.

Observa-se na figura 4.45 o andamento da corrente na fase F1 em cada teste. De referir que a corrente no caso do teste G1 apresenta oscilações ao passo que no caso de teste G2 a corrente apresenta um comportamento menos brusco verificando-se o ajustamento da amplitude. No teste G2, na parte de posicionamento ($t > 0,27s$), a corrente na F1 efectua a travagem ajustando o rotor à posição de referência.

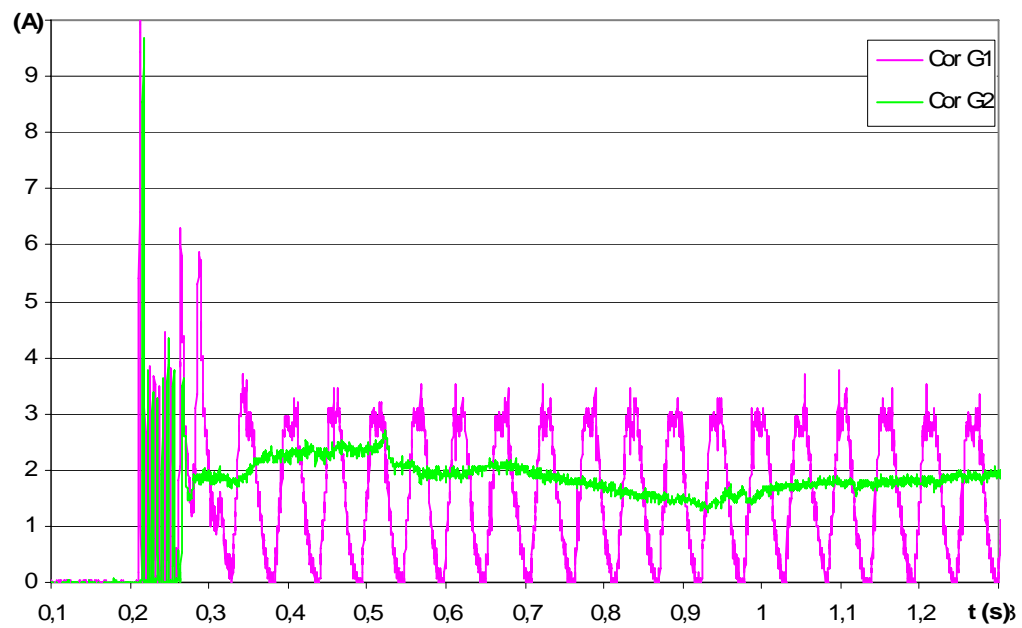


Figura 4.45: Andamento da corrente na fase F1 nos dois testes.

4.7 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi efectuada a revisão de diversos métodos ou técnicas aplicadas na estimação da posição angular do rotor da MERC. As técnicas foram divididas em dois grupos distintos caracterizados pelo modo de actuação na máquina. Os métodos activos ou intrusivos e métodos passivos ou não intrusivos. Estas técnicas foram apresentadas de uma forma sucinta focando o princípio de funcionamento. Efectuou-se uma análise crítica das técnicas tendo em vista a sua aplicabilidade no controlo de posição angular do veio. Nesta análise deduziu-se que os métodos passivos são incompletos e de difícil aplicação com sucesso aos sistemas de controlo de posição por não satisfazerem as suas exigências. Os métodos activos apresentam algumas limitações quanto à velocidade máxima possível (Bateman *et al.*, 2009). Uma possibilidade consiste na conjugação de técnicas de métodos distintos. Contudo a conjugação das técnicas seleccionadas fariam aumentar o custo do sistema (Eshani e Husain, 1993). Constata-se então, apesar das diversas técnicas desenvolvidas ainda não existe nenhuma suficientemente simples, robusta, precisa, de baixo custo e de tal modo eficaz que possa substituir integralmente um codificador de posição externo acoplado ao veio, para todos os regimes de funcionamento possíveis.

Foram apresentadas as razões que levaram à escolha da técnica de medição indirecta por modulação em frequência proposta para este trabalho. Foram definidos os elementos fulcrais que compõem o sistema de codificação do coeficiente de indução assim como a definição da sua gama de funcionamento.

Foi apresentado o estudo do sistema de codificação incorporado na MERC 8/6. O estudo foi dividido em duas partes distintas. Na primeira parte analisou-se o comportamento do sistema de codificação associado à máquina sem excitação, e na segunda parte analisou-se o comportamento do sistema de medição com a máquina magnetizada.

Na primeira parte da análise foi demonstrada a não linearidade do sistema de codificação e quantificada a sua resolução e as suas variações devido a factores intrínsecos. Com essa informação tomou-se conhecimento de algumas fragilidades ou limitações inerentes à técnica utilizada.

Seguidamente analisou-se e caracterizou-se o comportamento do sistema de codificação quanto à elevação da temperatura provocada pela dissipação natural de potência da máquina. Apresentaram-se várias formas de compensar o erro da medição devido à influência da elevação da temperatura assim como foi sugerido a utilização dessa informação para efectuar a protecção térmica à máquina.

Também foi explanada e caracterizada a influência da velocidade no sistema de codificação da posição onde se concluiu que poderá ser uma influência benéfica em virtude desta antecipar o instante de comutação de fases na sequência pretendida com a velocidade. Isso permite reduzir, senão dispensar, o sistema de compensação do θ_{on} e θ_{off} que normalmente é necessário aplicar devido à velocidade.

Na segunda parte da análise foi explanado como a magnetização da máquina afecta o funcionamento do sistema de codificação. Foi apresentado o comportamento dos sistemas de codificação das 4 fases de diagnóstico quando sujeitos à magnetização da máquina através de uma tensão pulsante. Ficou demonstrado e fundamentado quais os pares (Fase de magnetização, Fase de diagnóstico) adequados para serem aplicados na implementação. Foi definida a expressão matemática que caracteriza o andamento do sistema de medição a fim de determinar continuamente a posição angular.

Seguidamente foi apresentado o modo como se determinou o instante adequado para efectuar a medição da posição angular assim como o número de medidas possíveis.

Analisou-se e determinou-se qual a frequência limite da portadora do PWM a utilizar com o sistema de medição partindo de pressupostos considerados aceitáveis e realísticos. Por exclusão de partes ficou definido qual o conjunto de frequências de PWM que são passíveis de serem utilizadas. Uma aplicação prática desta informação traduz-se numa condição de limite mínimo no projecto do conversor e consequentemente numa exigência a ser satisfeita pelas características dos dispositivos de potência a seleccionar.

Baseado na frequência da portadora do PWM sugeriu-se a possibilidade de efectuar a determinação da velocidade do veio da máquina de uma forma indirecta com base no número de medições efectuadas pelo sistema de codificação por intervalo angular de 15°.

Para as condições impostas de funcionamento foi recomendado o valor máximo de *duty cycle* para cada frequência de portadora de PWM a aplicar ao conversor de potência sem inibir o funcionamento do sistema de codificação. Também se propôs uma dinâmica na medição da posição nos regimes de velocidade, como por exemplo, a não medição da posição quando a fase de magnetização foi recentemente, em graus angulares, activada. Nestas situações o valor do *duty cycle* até pode ser muito superior ao recomendado.

Estando o sistema de codificação completamente caracterizado passou-se à implementação da sua interligação com um sistema microprocessado. Esta união é fundamental devido às funcionalidades do microcontrolador. Assim conseguiu-se evitar mais circuitos electrónicos externos, para além dos requeridos no codificador, simplificando a desmodulação e tratamento da informação, permitindo juntar a estas funções as do comando e de controlo num só microcontrolador.

Foi apresentada de uma forma sucinta a descrição do controlador clássico PID, da sua aplicação no controlo de posição e das técnicas que foram adaptadas quando os sistemas a controlar são não lineares. Foi revista a base teórica de suporte que definiu a estrutura de controlo pouco usual, assim como, o modo de funcionamento dos controladores PID. Foi apresentado o formalismo matemático que caracteriza o controlador PID discreto que foi implementado.

O diagrama da implementação de todo o conjunto foi explanado em detalhe referindo a funcionalidade de cada bloco que o compõe. Resumidamente agrupado, é composto por um sistema de medição, um sistema de comando e um sistema de controlo.

A determinação dos parâmetros K_p , K_i e K_d dos controladores, assim como dos critérios escolhidos que serviram de base para a definição do que é aceitável, em termos de resposta na posição angular a um escalão de referência, foram demonstrados e evidenciados, através da apresentação dos resultados experimentais obtidos.

CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Resumo: Este capítulo é composto por duas partes distintas. A primeira apresenta os resultados experimentais da implementação de um controlador de posição angular do veio com informação directa da posição do veio da máquina eléctrica de relutância comutada. É analisado o desempenho do controlo de posição por modo deslizamento para além de se verificarem as características inerentes ao controlador. A segunda parte apresenta os resultados experimentais da implementação de um outro controlador de posição angular do veio sem informação directa da posição do veio. É analisado o desempenho do controlador de posição assim como as propriedades e características do mesmo.

5.1 INTRODUÇÃO

Um controlador de posição angular, independentemente do sistema a controlar, deverá levá-lo a acompanhar rapidamente a referência de posição angular do veio, sem sobrelevação, mesmo que as variações da referência ou das condições de carga sejam bruscas. Deverá, também, controlar o sistema de modo a que este apresente erros estáticos nulos em qualquer posição angular do veio da MERC.

Este capítulo está dividido em duas partes distintas. A primeira parte é dedicada à apresentação e análise de resultados experimentais obtidos com o sistema desenvolvido no 3º capítulo deste trabalho, onde foi apresentado o desenvolvimento, implementação e determinação dos parâmetros do controlador de posição angular por modo deslizamento com informação directa da posição do veio. Na segunda parte são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos com a implementação de outra técnica aplicada ao controlo da posição angular do sistema, sem sensor de posição referido no quarto capítulo, onde foi apresentado o desenvolvimento e implementação de um sistema de controlo de posição composto por um duplo PID, com informação indirecta da posição do veio (sem sensor).

O objectivo da apresentação e discussão de resultados destes dois sistemas, com e sem sensor de posição, não é de forma nenhuma comparar as técnicas nem os desempenhos, mas sim demonstrar a existência de potencialidades que cada um encerra e principalmente a potencialidade da própria máquina eléctrica de relutância comutada quando aplicada a um sistema servomotor ou accionamento electromecânico com necessidade de controlo de posição angular do veio.

Ao definir-se os parâmetros do controlador está-se inerentemente a definir o comportamento de alguns dos parâmetros utilizados na avaliação do desempenho de um sistema, não tendo estes a suma importância ou relevância nas análises deste capítulo, salvo o facto da constatação de estarem contidos dentro do previsível e aceitável.

5.2 PROTÓTIPO COM SENSOR DE POSIÇÃO ANGULAR

O sistema estudado e desenvolvido neste 3º capítulo foi implementado num sistema electrónico microprocessado. O diagrama de blocos do sistema completo está representado na figura 5.1.

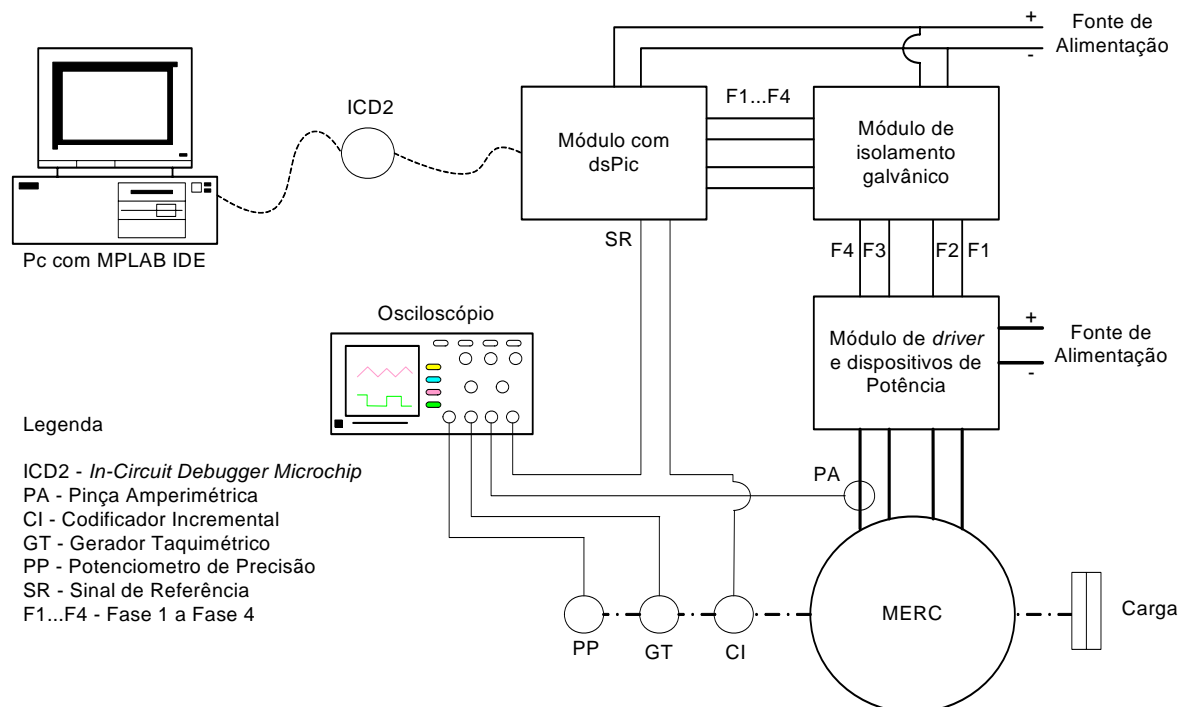


Figura 5.1: Diagrama de blocos do protótipo experimental.

O controlador, o comando da sequência das fases e o bloco modulador da largura de impulso (*PWM*) foram desenvolvidos e implementados num microcontrolador que foi preparado e projectado para ser um controlador digital de sinal (DSC) integrando módulos internos de controlo de motores da família dsPIC30F da Microchip. Este dsPIC utiliza um processador de 16 bits com arquitectura *Harvard* modificada com memória de dados e programa separados e com dimensões de instruções diferenciadas. Os módulos periféricos internos mais utilizados foram o módulo de interface com o codificador incremental, o módulo de modulação da largura de impulso (*PWM*), o módulo de temporizadores (*TMR1* e *TMR2*) e o módulo de captura de um sinal de entrada entre outros como memórias *RAM* e *EEPROM*, portos de entradas e saídas binárias e gerador do sinal de sincronismo (*clock*). A escolha recaiu neste

tipo de microcontrolador porque satisfaz as necessidades básicas de ordem técnica e económica.

O sensor de posição utilizado para o sistema de comando e controlo foi um codificador incremental (CI), de 360 pulsos por rotação que possui três saídas denominadas por A , B e Z. As saídas A e B fornecem sinais distintos na forma de duas ondas rectangulares em quadratura e que são fundamentais para determinar o ângulo percorrido e o sentido de rotação do veio. Estes sinais foram sujeitos a um filtro digital existente no módulo do codificador do dsPIC assim como foi utilizada a combinação lógica de ambos os sinais, A e B, para obter a informação de $\frac{1}{4}$ de grau que é a resolução máxima disponível para o controlador. O sinal de Z do codificador utilizado é caracterizado por um pulso em cada rotação. Este sinal também é fundamental porque foi utilizado como zero de referência devidamente ajustado com o alinhamento de pólos da fase F1 da máquina. Assim garante-se uma referência para todos os ângulos utilizados tanto internamente ao software, como para gerar θ_{on} , θ_{off} , passos polares posições de referência, assim como para os sensores externos.

Para a captura dos sinais de posição velocidade e corrente foram utilizados os seguintes sensores externos ao sistema. O sensor de posição utilizado na medição angular do veio foi um potenciómetro multivoltas de precisão PP, representado na figura 5.1 e que associado a uma roda dentada com relação 2 e 4, acoplado ao veio da máquina, consoante a gama angular em teste. O potenciómetro foi ajustado à posição zero graus com o sinal do Z do codificador incremental.

O sensor de velocidade utilizado foi um gerador taquimétrico, GT na figura 5.1, directamente acoplado ao veio com relação mecânica unitária. O GT é uma máquina de corrente continua de imanes permanentes de baixo valor de tensão e grande sensibilidade. Foi necessário aplicar um filtro passa baixo passivo de primeira ordem para limitar as componentes de ruído de frequência elevada.

O sensor de corrente ou pinça amperimétrica com relação 100mV/A foi utilizada para registo do andamento da corrente numa fase.

Todos os ensaios foram efectuados com uma carga mecânica activa (por gravidade) de uma massa de 3,4 kg acoplada no veio da máquina, o que corresponde a um binário de 0.42 Nm

aproximadamente. Devido a limitações tecnológicas não foi possível alimentar a MERC à tensão nominal.

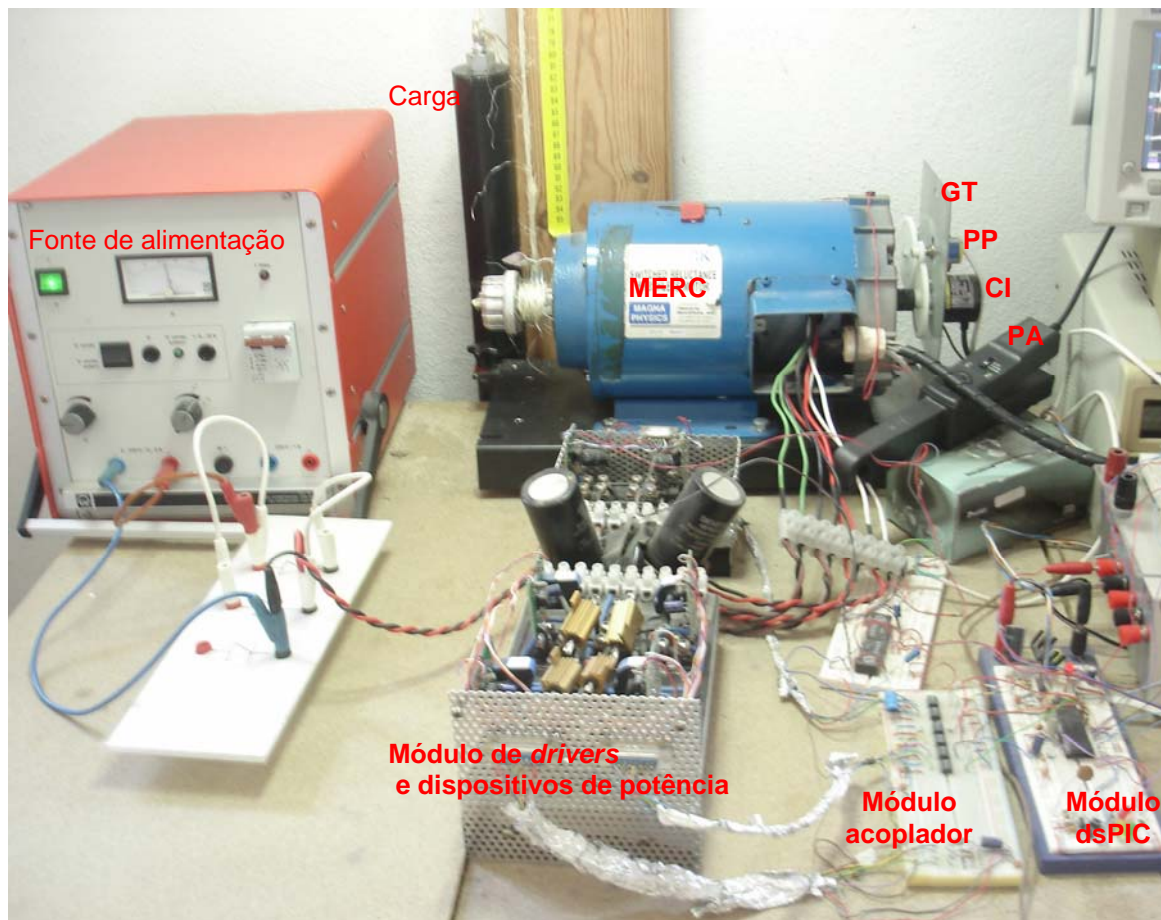


Figura 5.2: Fotografia do protótipo experimental

5.2.1 Resultados Experimentais

Nesta secção apresentam-se os resultados experimentais obtidos em diversos ensaios laboratoriais com a implementação do controlador por modo deslizamento e seus parâmetros descrito no terceiro capítulo.

5.2.1.1 *Seguimento de uma referência rectangular*

O ensaio laboratorial foi efectuado tendo uma função rectangular como referência de posição angular, com patamares em 242.5° e 112.5° , conforme se observa na figura 5.3. As posições de patamar são relativas ao alinhamento de pólo da fase F1 que corresponde a 0° . Estas referências, no espaço angular de $\pm 15^\circ$, são equivalentes a 2.5° e -7.5° respectivamente.

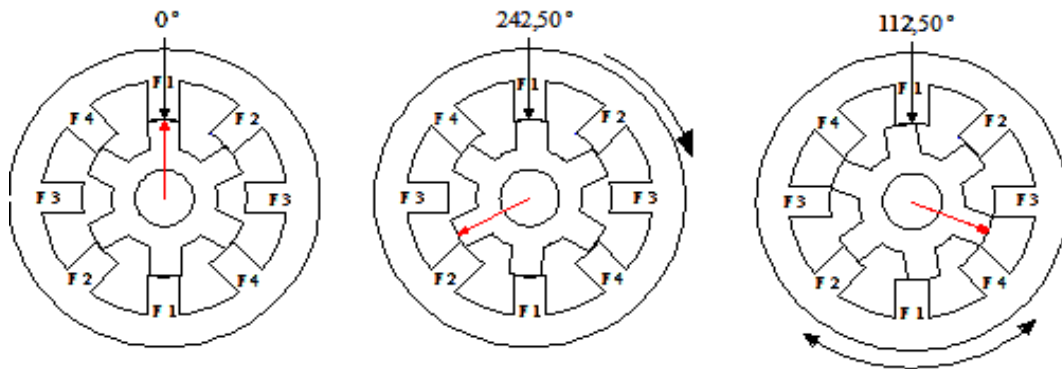


Figura 5.3: Corte transversal da máquina com os pólos na posição de referência de 0° , 242.5° e 112.5° .

A primeira posição da figura 5.3 corresponde ao 0° , ponto de partida de referência. A segunda posição corresponde a 242.5° cujo percurso angular é no sentido de marcha directo (*cw*) e a terceira posição corresponde a 112.5° cujo percurso angular é no sentido de marcha inverso (*ccw*).

O desempenho do sistema, no seguimento da função rectangular está apresentado na figura 5.4. De facto, é perceptível nesta figura, o satisfatório acompanhamento da posição angular do veio da máquina ao sinal de referência aplicado.

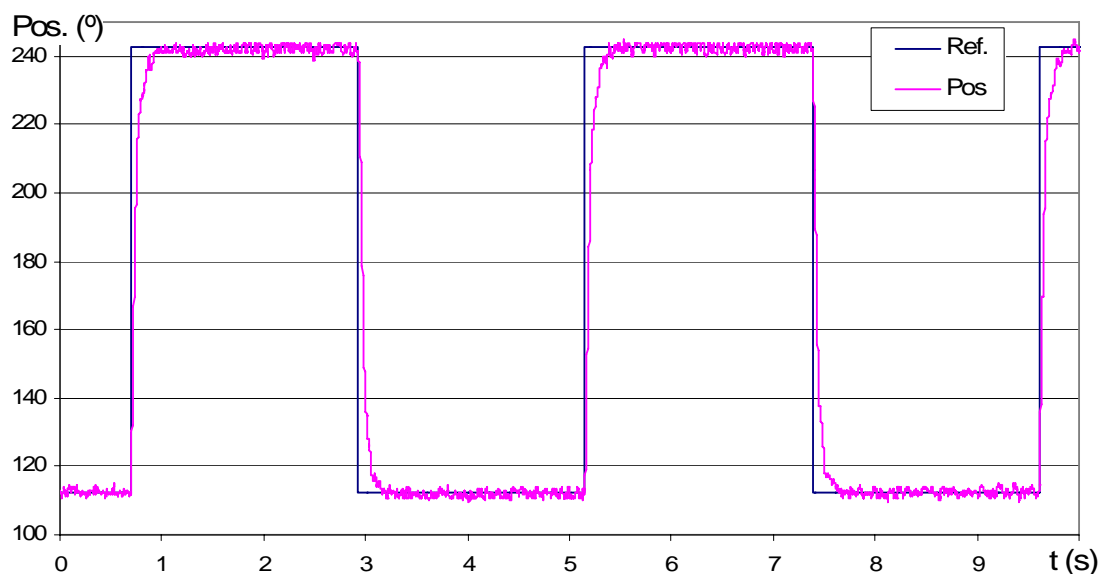


Figura 5.4: Seguimento da posição angular de referência do veio para 242.5° e 112.5° .

Na figura 5.5 apresenta-se o andamento do erro instantâneo da posição angular relativo ao seguimento da referência rectangular da figura 5.4. Apesar do filtro passa baixo utilizado no tratamento do sinal da posição angular, a informação do erro de posição angular na figura 5.5, ainda apresenta muito ruído eléctrico, contudo considera-se que o valor do erro médio é aceitável como se pode verificar na tabela 5.1.

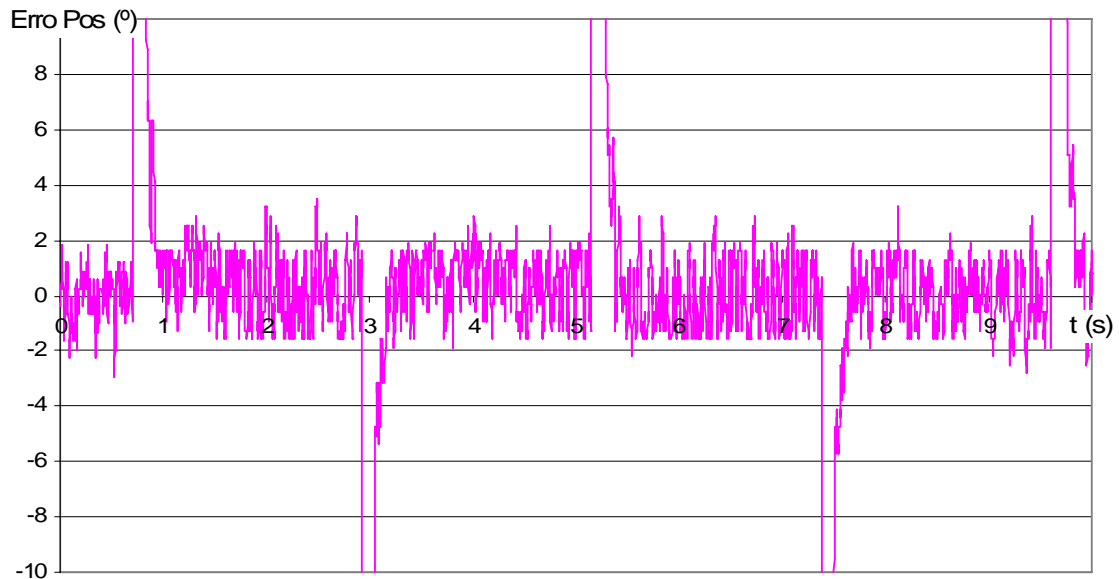


Figura 5.5: Andamento do erro de posição no seguimento da referência rectangular da figura 5.4.

O desempenho do sistema, no seguimento da função rectangular com frequência de 224 mHz, é analisado com base na medida do erro médio e do desvio padrão amostral para cada patamar de posição, conforme é apresentado na tabela 5.1. Lembra-se que o tempo de subida e de estabilização ficaram definidos aquando da definição dos parâmetros do controlador que como já foi referido, regem o desempenho e a estabilidade da resposta do sistema.

Tabela 5.1 Análise do desempenho nas posições angulares de referência.

Posições angulares de referência	112.5 °		242.5 °	
<i>Erro Médio (°)</i>	0.59	0.04	0.40	-0.06
<i>Desvio Padrão</i>	0.97	1.04	1.2	1.2

Na figura 5.6 pode-se observar a dinâmica do veio através da sua velocidade no percurso angular até atingir as posições de patamar. A velocidade apresenta uma amplitude positiva

quando a evolução rotacional é no sentido de marcha directo e apresenta uma amplitude negativa quando o sentido de marcha é o inverso.

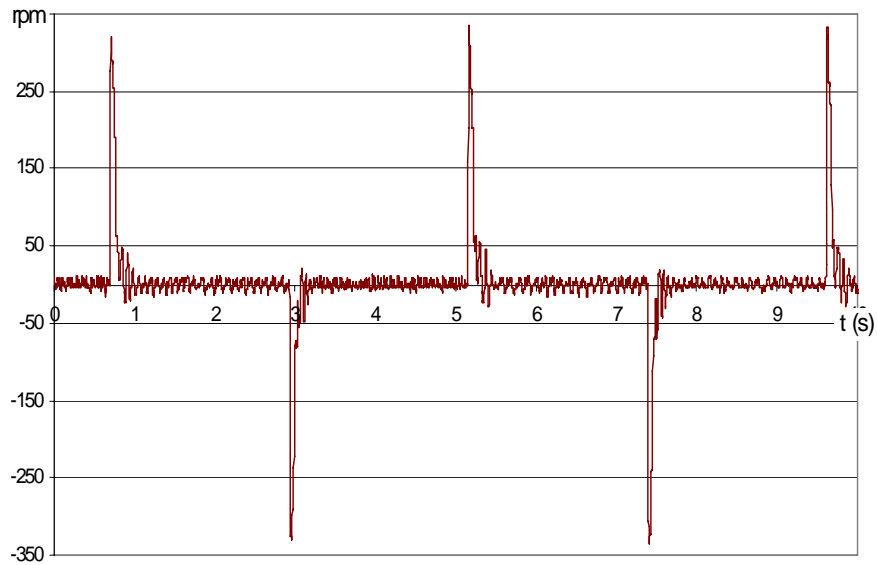


Figura 5.6: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência rectangular.

Na figura 5.7 observa-se o andamento da corrente na fase F4 onde se verifica que, em regime estacionário na posição de referência de 242.5° , somente esta fase permanece alimentada com o valor adequado de *duty cycle* de modo a manter a carga em equilíbrio. Na posição de 112.5° somente a fase F1 é que ficou excitada para manter a posição de equilíbrio. Nesta situação, a corrente na fase F4 é nula conforme se observa na figura 5.7.

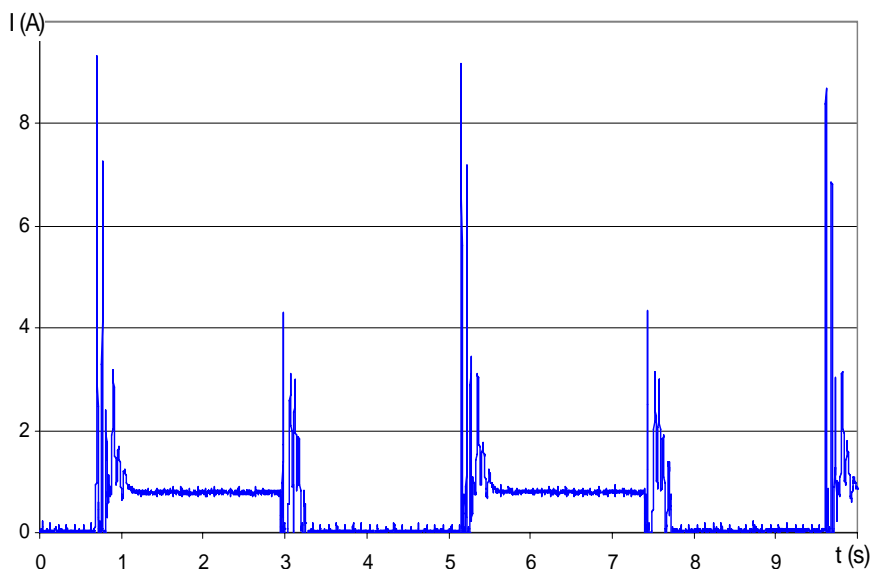


Figura 5.7: Corrente na fase F4 no seguimento da referência rectangular.

A desigualdade de amplitude dos picos de corrente observada na figura 5.7 deve-se ao facto da máquina elevar e baixar a carga. Nos casos de elevar a carga, os picos de corrente são mais elevados e as velocidades são positivas (ver figura 5.6 e 5.7). Nos casos de baixar a carga, os picos de corrente são de menor amplitude e as velocidades são negativas (ver figura 5.6 e 5.7). Quando o mesmo ensaio foi efectuado sem carga verificou-se que os picos de corrente foram de amplitudes semelhantes entre si e que em regime estacionário, a corrente na fase F4 foi nula.

5.2.1.1.1 Com carga mecânica adicional

Com o ensaio seguinte pretende-se demonstrar o comportamento do sistema quando é aplicada uma carga mecânica adicional de 1 Nm à carga gravítica de 3.4 kg já existente, tendo uma função rectangular como referência de posição angular, com patamares em 127.5° e 245° , conforme se observa na figura 5.8. As posições anteriores, referidas à fase F1, no espaço angular de $\pm 15^\circ$, são equivalentes a 7.5° e 5° respectivamente. Foram escolhidos estes ângulos de referência para se observar o andamento da corrente na fase F4 no deslocamento da carga e principalmente durante a estabilização nas duas posições pretendidas.

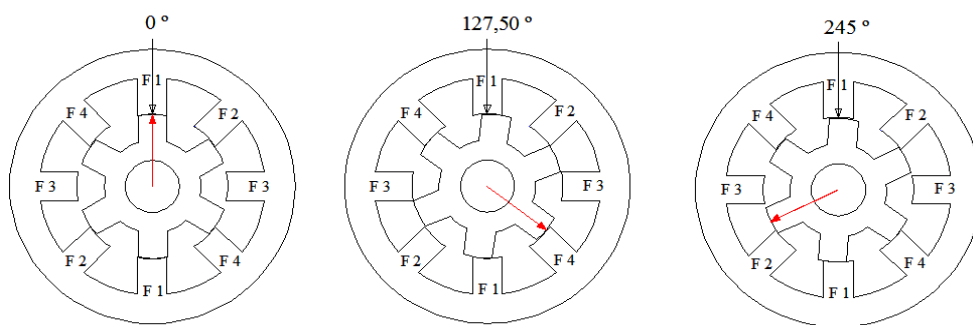


Figura 5.8: Corte transversal da máquina com os pólos na posição de referência de 0° , 127.5° e 245° .

Na figura 5.9 observa-se o andamento da referência da posição com frequência de 476 mHz e respectivo seguimento do sistema quando uma carga mecânica adicional de valor total de 1Nm foi progressivamente aplicada a partir do instante $t = 4.6$ s. A posição nesse instante foi de 127.5° tendo o controlador reagido com aumento também progressivo da corrente, observável na figura 5.12.

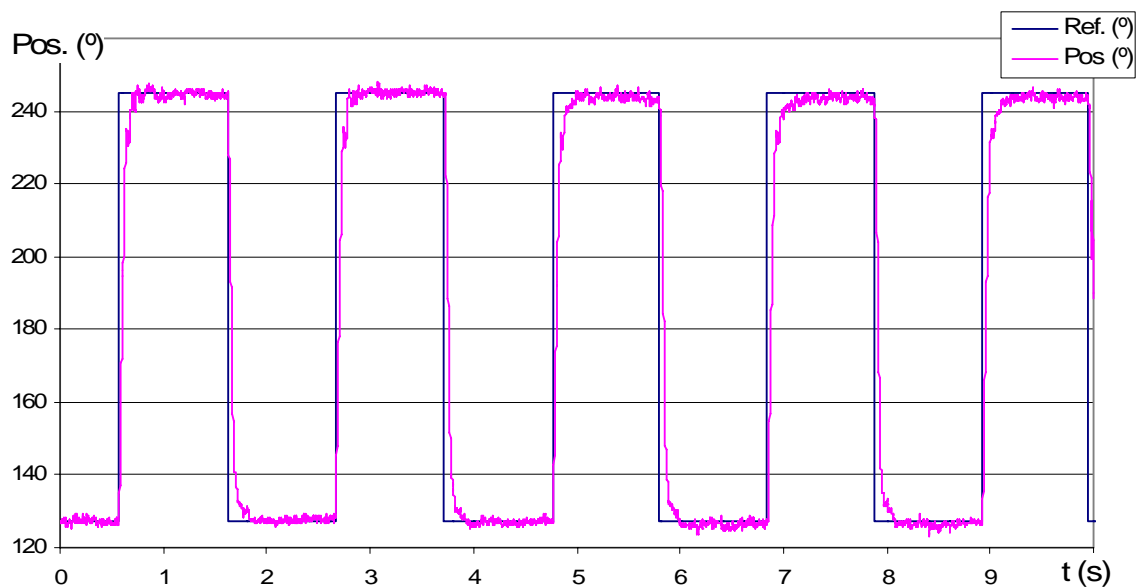


Figura 5.9: Seguimento da posição angular de referência do veio para 127,5° e 245° com aplicação de uma carga mecânica adicional de 1Nm.

A tabela 5.2 apresenta os valores de erro médio da posição angular nos patamares angulares. O erro médio da posição aumentou nos ciclos seguintes ao instante da aplicação da carga contudo considera-se aceitável em virtude do erro mais elevado em cada patamar angular representar 0,87% e 0,55% das posições angulares de 127,5° e 245° respectivamente.

Tabela 5.2 Análise do desempenho nas posições angulares de referência.

Posições angulares	127,5 °					245°				
<i>Erro Médio (°)</i>	0.28	-0.16	0.43	1.12	0.98	0.39	-0.20	1.25	1.35	1.18
<i>Desvio Padrão</i>	0.70	0.62	0.63	0.81	0.81	0.87	0.72	0.9	0.88	0.79

A figura 5.10 apresenta o andamento do erro da posição angular onde se observa a implicação da carga na evolução do erro instantâneo. Observa-se que a amplitude do erro médio aumenta a partir do instante $t = 4.6s$.

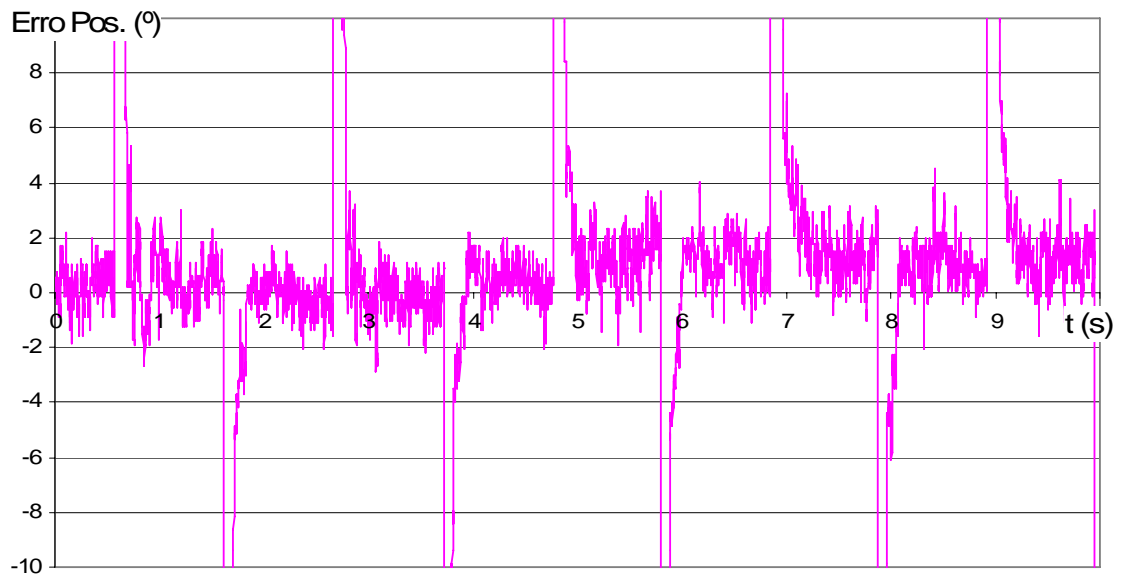


Figura 5.10: Andamento do erro de posição no seguimento da referência rectangular da figura 5.9.

Na figura 5.11 pode-se observar a dinâmica do veio através da sua velocidade no percurso até atingir as posições de patamar.

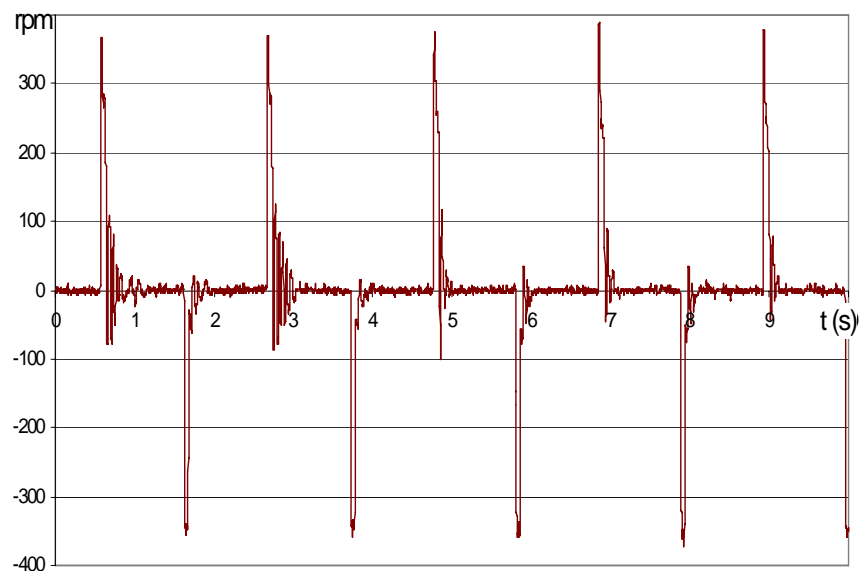


Figura 5.11: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência rectangular.

Na figura 5.12 observa-se o andamento da corrente na fase F4 onde se mantém excitada, durante a estabilização e o regime estacionário, com um valor determinado pelo controlador

de modo a manter a carga em equilíbrio, nas respectivas posições de referência. O andamento da evolução da corrente na figura 5.12 apresenta um aumento da amplitude da corrente em regime estacionário quando a carga foi colocada. As correntes de pico, nas transições entre patamares angulares, também são mais elevadas devido ao acréscimo da carga.

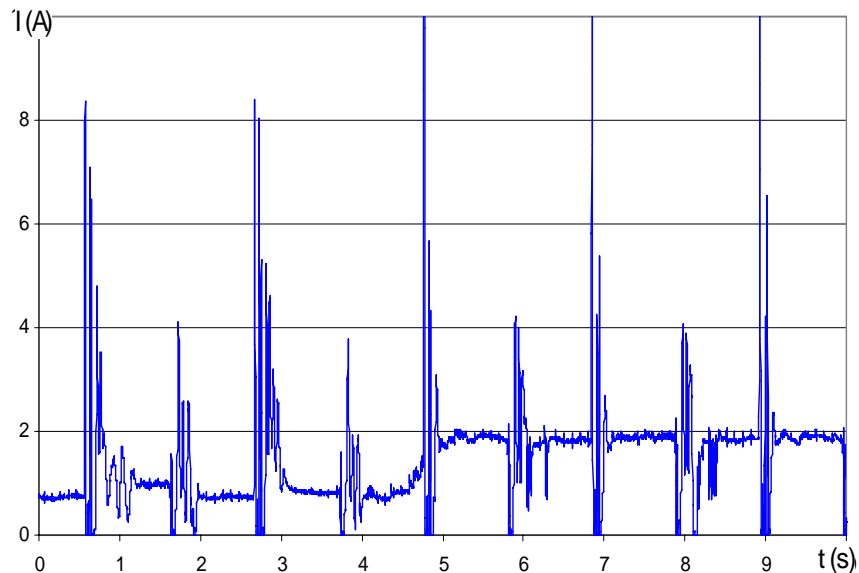


Figura 5.12: Corrente na fase F4 no seguimento da referência rectangular.

A razão do aumento do erro médio com a carga adicional também deve-se, em certa medida, ao facto do protótipo não fornecer a tensão nominal à MERC. Se tal acontecesse seria muito provável que o erro médio se mantivesse nos valores limites anteriores à aplicação da carga adicional.

5.2.1.1.2 Sem a carga mecânica adicional

Perante a aplicação de uma carga mecânica adicional ao sistema uma questão surge na sequência: qual o comportamento do sistema quando a carga adicional é retirada? Para responder a esta questão apresenta-se os resultados obtidos no ensaio com a mesma referência retirando-se, de uma forma mais brusca, a carga mecânica adicional de 1 Nm em $t = 5.3s$ da figura 5.13.

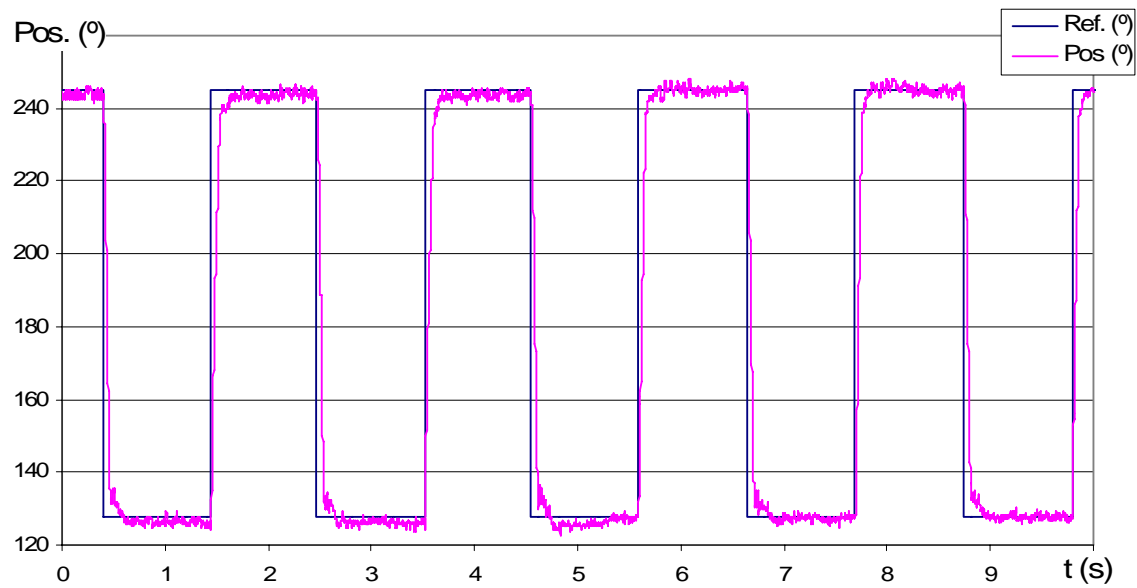


Figura 5.13: Seguimento da posição angular de referência do veio para 127,5° e 245° ao retirar a carga mecânica adicional de 1Nm.

Nos primeiros ciclos o sistema apresentou um erro de posição média mais elevado sendo que representam 1,03% e 0,53% de 127,5° e 245° respectivamente. A tabela 5.3 apresenta o valor do erro médio da posição angular correspondente aos patamares com a carga adicional, referido a cor azul. Os restantes valores são os do erro médio da posição angular após ter-se retirado a carga adicional.

Tabela 5.3 Análise do desempenho nas posições angulares de referência.

Posições angulares	127.5 °					245°				
<i>Erro Médio (°)</i>	1.12	1.32	1.28	0.11	-0.22	1.07	1.26	1.30	-0.06	-0.01
<i>Desvio Padrão</i>	0.76	0.70	1.07	0.75	0.73	0.94	0.98	0.86	0.88	0.93

Observe-se na figura 5.14 o andamento do erro instantâneo da posição angular no seguimento da função de referência rectangular apresentada na figura 5.13. Na figura 5.14 é perceptível a diminuição da amplitude do erro médio a partir do instante $t = 5,3s$.

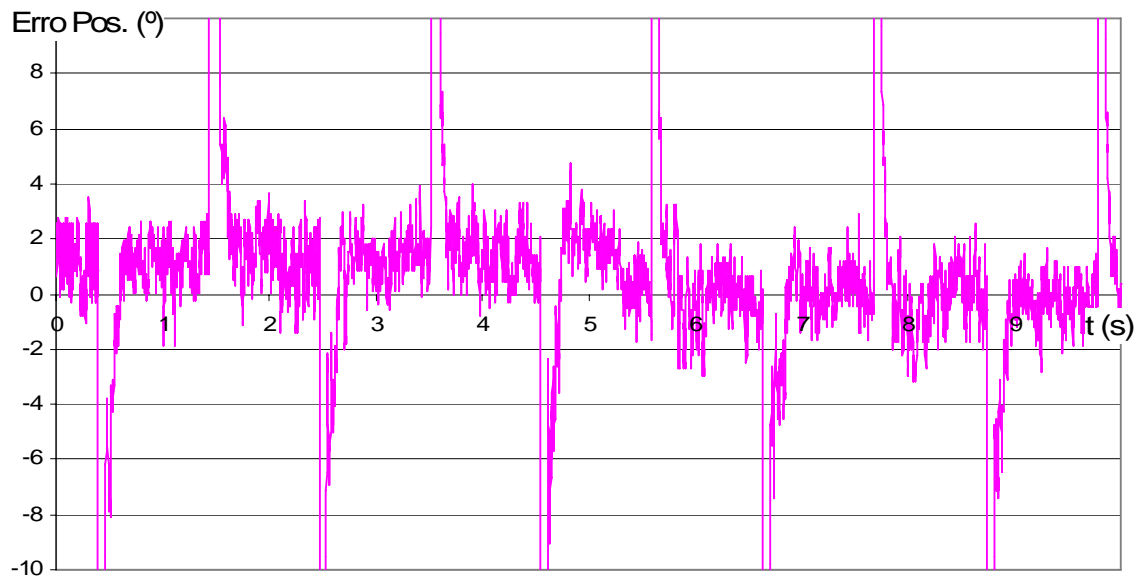


Figura 5.14: Andamento do erro de posição no seguimento da referência rectangular da figura 5.13.

Na figura 5.15 apresenta-se a dinâmica do andamento da velocidade do veio da máquina. Esta figura permite observar a diminuição da velocidade de pico a partir do instante da retirada da carga adicional.

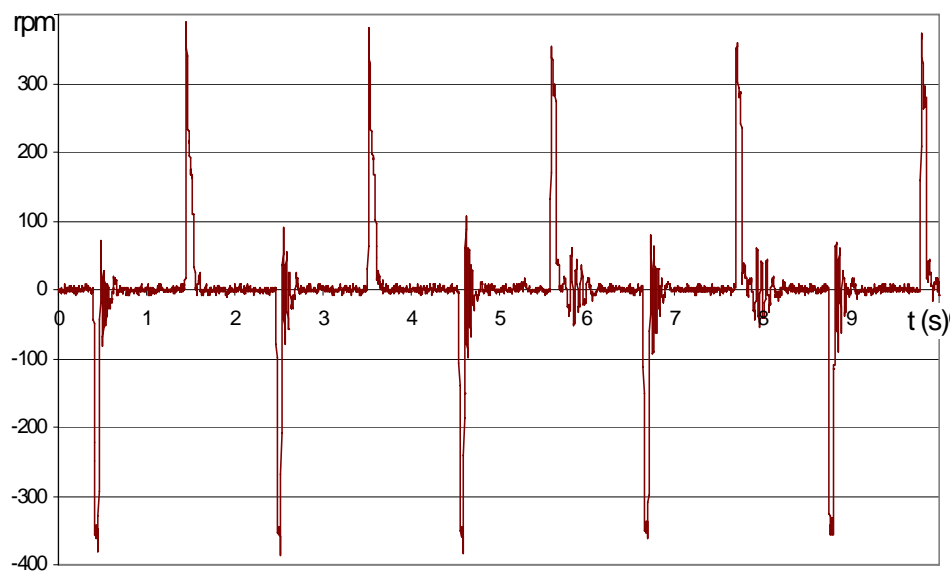


Figura 5.15: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência rectangular.

Na figura 5.16 observa-se o andamento da corrente na fase F4 onde, em regime estático, a sua amplitude diminui a partir do instante da retirada da carga adicional.

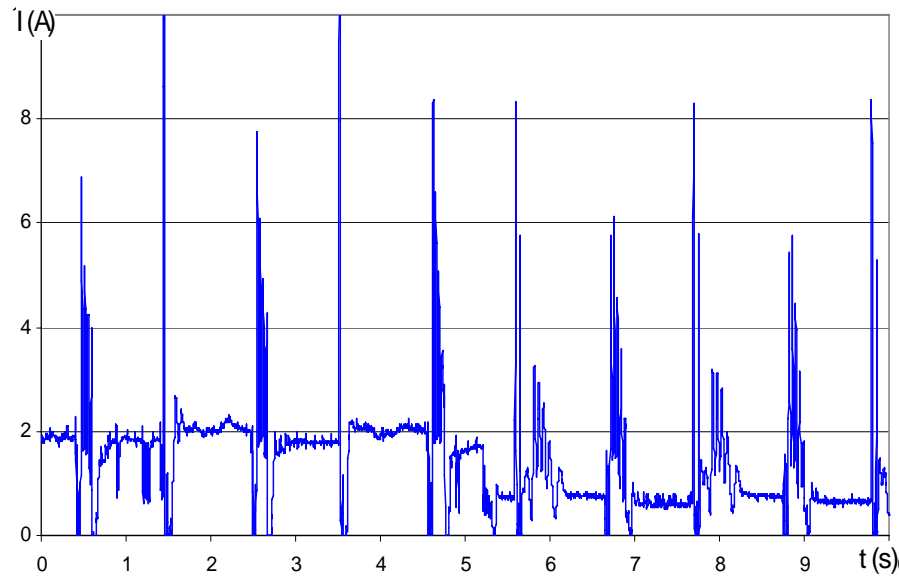


Figura 5.16: Corrente na fase F4 no seguimento da referência rectangular.

Resumidamente, os resultados obtidos, no seguimento de funções rectangulares, são satisfatórios tendo em conta as características da máquina. Este estudo comprova a possibilidade da MERC ser competitiva em accionamentos com controlo de posição. Observa-se que o tempo de subida médio ronda os 220 ms e o tempo de estabilização médio é de 350 ms para as grandezas angulares apresentadas. Isto significa que a frequência máxima no seguimento de uma função rectangular poderá atingir os 2,5 Hz. Dependente dos parâmetros do controlador e do tipo de carga mecânica, melhores resultados poderiam ser obtidos caso o equipamento utilizado fosse de maior precisão mas inevitavelmente mais oneroso. Contudo para accionamentos eléctricos com caixa redutora, o que não foi o caso, o sistema desenvolvido é muito satisfatório e pode apresentar uma elevada precisão na posição angular final ou mesmo aumentá-la significativamente, caso se substituísse o codificador incremental utilizado por outro de maior resolução.

Depois de analisar-se o desempenho da MERC com um controlador por modo deslizamento no seguimento de funções rectangulares passe-se a analisar, na secção seguinte, o desempenho do sistema no seguimento de uma função triangular de referência angular de posição.

5.2.1.2 Seguimento de uma referência triangular

O seguimento da posição angular do veio da máquina de uma função triangular de referência com frequência de 150 mHz é apresentado na figura 5.17.

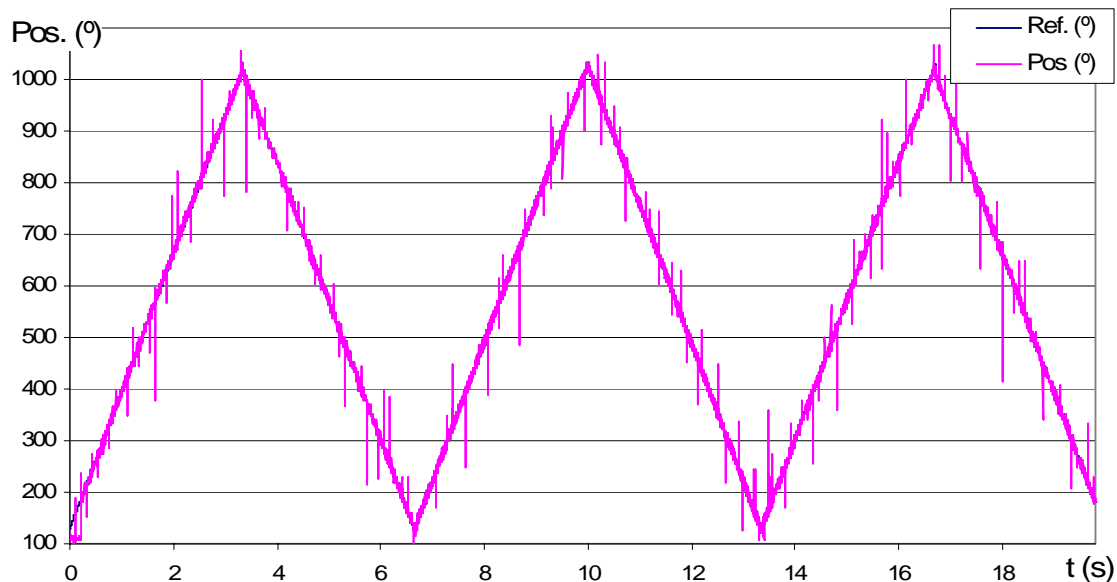


Figura 5.17: Andamento da posição angular do veio no seguimento de uma referência triangular.

O seguimento da função triangular de referência é aceitável embora se verifiquem algumas perturbações nalguns troços, conforme se observa no andamento do erro instantâneo na figura 5. 18. Constata-se na tabela 5.4 que o erro médio é inferior a 1° em qualquer das vertentes embora o desvio padrão seja mais elevado do que nos ensaios anteriores.

Tabela 5.4 Análise do desempenho no seguimento das vertentes da função de referência triangular.

Vertente	Ascendente			Descendente		
	Erro Médio (°)	Desvio Padrão	Erro Médio (°)	Desvio Padrão	Erro Médio (°)	Desvio Padrão
Erro Médio (°)	0.72	0.84	0.79	-0.09	-0.47	-0.67
Desvio Padrão	3.23	2.48	3.27	2.67	2.05	3.06

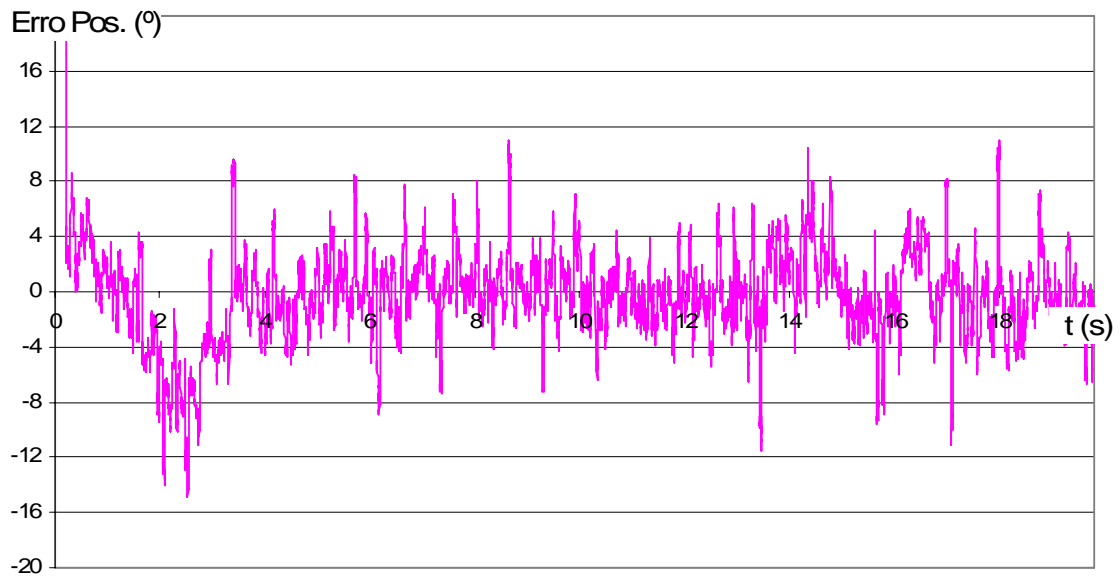


Figura 5.18: Andamento do erro de posição no seguimento da referência triangular.

A dinâmica do veio da máquina através da sua velocidade está representada na figura 5.19. Nesta figura a velocidade apresenta uma amplitude positiva ou negativa consoante o declive da função triangular de referência é positivo ou negativo respectivamente.

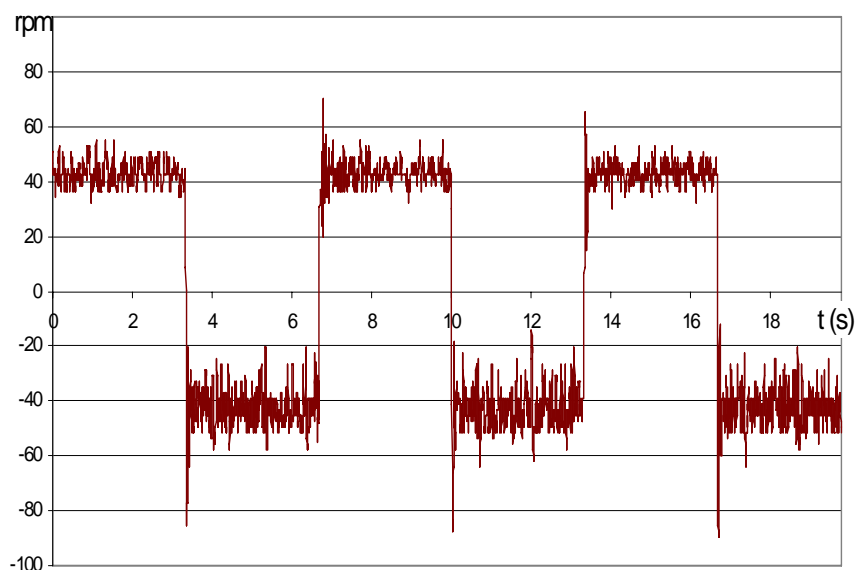


Figura 5.19: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência triangular.

A figura 5.20 apresenta a evolução da corrente absorvida na fase F4 no seguimento da referência triangular apresentada na figura 5.17. Na figura 5.20 a corrente é muito recortada devido à constante activação das fases no seguimento desta referência.

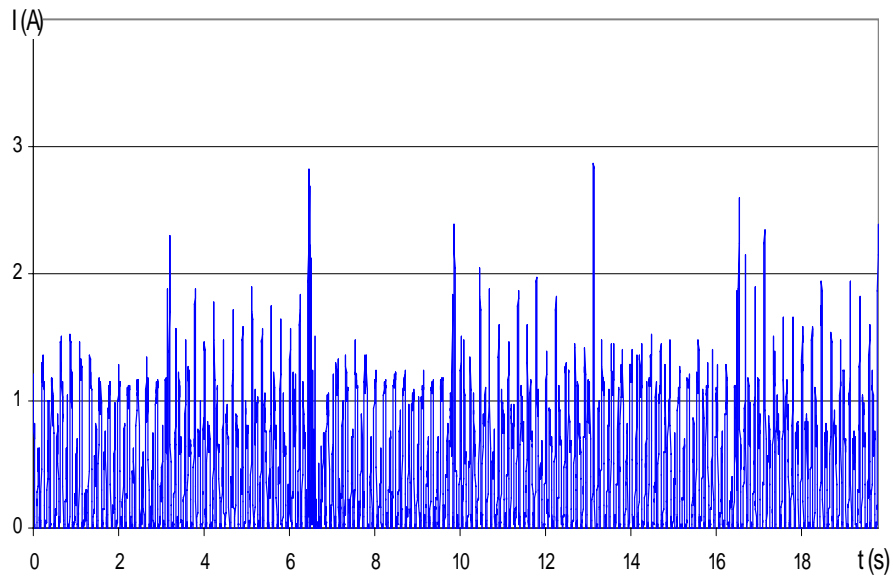


Figura 5.20: Corrente absorvida na fase F4 da máquina no seguimento da referência triangular.

5.2.1.3 Seguimento de uma referência sinusoidal

O ensaio seguinte permite observar o comportamento do sistema quando a referência de posição é uma função sinusoidal com frequência de 382 mHz, com uma amplitude de 128° , sendo as posições limites 217° e 345° . O andamento da posição angular no seguimento da função sinusoidal está apresentada na figura 5.21.

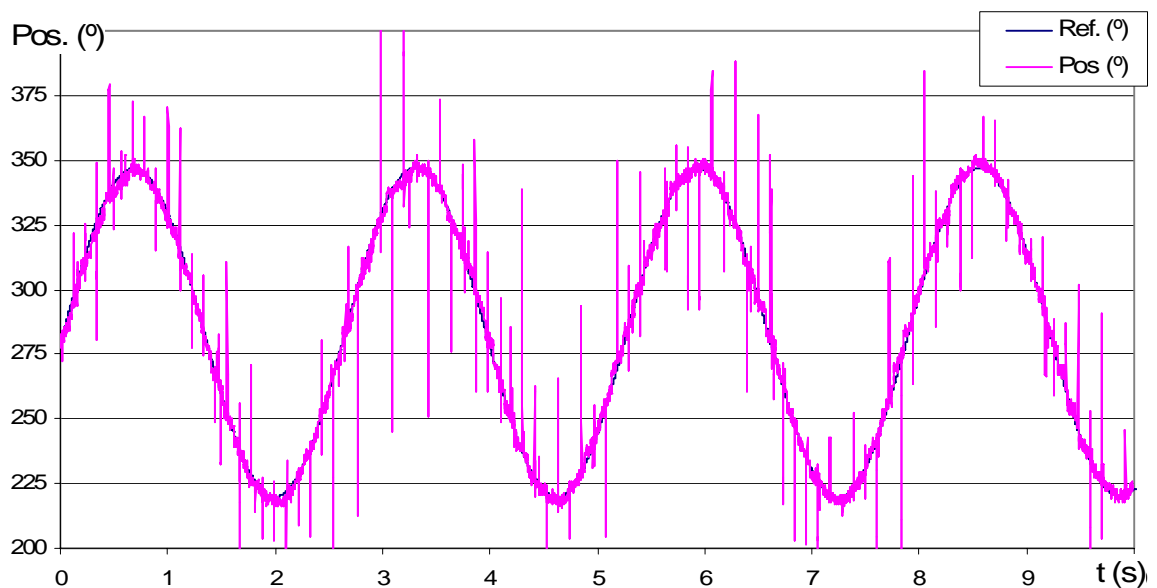


Figura 5.21: Andamento da posição angular do veio no seguimento de uma referência sinusoidal.

Na figura 5.22 observa-se o andamento do erro instantâneo da posição angular referente ao seguimento da referência sinusoidal apresentada na figura 5.21.



Figura 5.22: Andamento do erro da posição angular no seguimento de uma referência sinusoidal da figura 5.21

O erro médio da posição angular foi contabilizado em cada ciclo da função de referência sinusoidal observada na figura 5.21. A tabela 5.5 apresenta estes valores de erro que se consideram aceitáveis.

Tabela 5.5 Análise do desempenho no seguimento dos ciclos da função de referência sinusoidal.

Ciclos	1º	2º	3º	4º
<i>Erro Médio (°)</i>	1.40	-0.08	-0.09	0.74
<i>Desvio Padrão</i>	1.63	1.83	1.82	1.73

A figura 5.23 apresenta-se a dinâmica do veio da máquina através do andamento da sua velocidade no seguimento da referência sinusoidal. Observa-se que a velocidade é nula nos pontos correspondentes às posições de máxima e de mínima amplitude angular no andamento da posição na figura 5.21. Observa-se também na figura 5.23, a dinâmica que o controlador impõe para efectuar o seguimento da referência de posição, através das bruscas variações de velocidade instantânea, entre as duas posições limites da função sinusoidal.

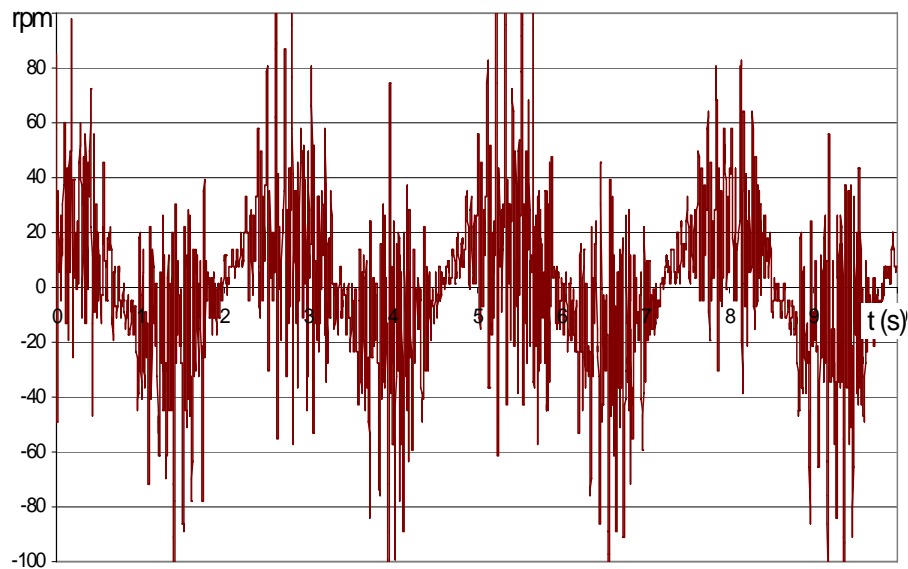


Figura 5.23: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência sinusoidal.

A figura 5.24 apresenta o andamento da corrente absorvida na fase F4 da máquina no seguimento da referência sinusoidal. De referir que o sistema utiliza os quatro quadrantes para seguir a referência imposta.

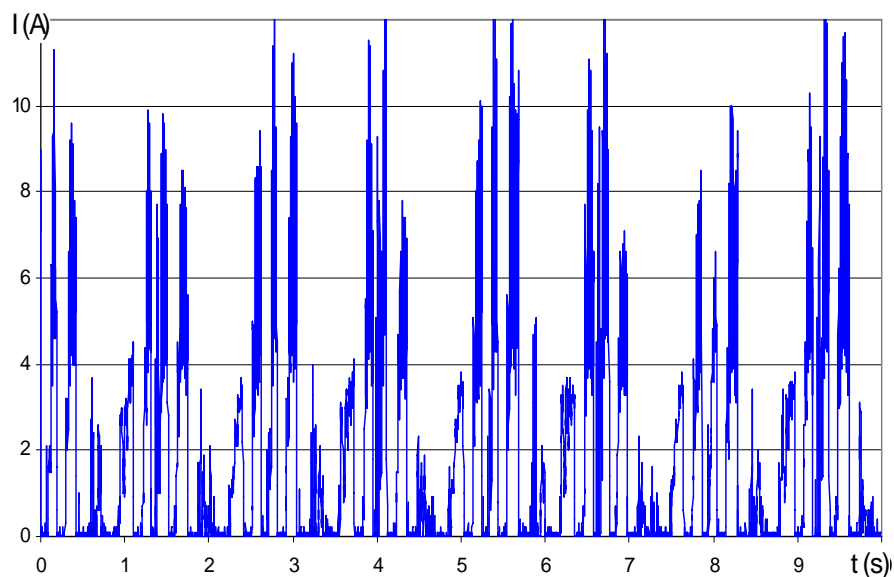


Figura 5.24: Corrente na fase F4 da máquina no seguimento da referência sinusoidal.

Os resultados obtidos no seguimento de funções de referência triangular e sinusoidal são satisfatórios tendo em conta as características da máquina. Este estudo reforça a possibilidade da MERC ser competitiva em accionamentos com controlo de posição.

5.3 PROTÓTIPO SEM SENSOR DE POSIÇÃO ANGULAR

O sistema estudado e desenvolvido no quarto capítulo foi implementado num sistema electrónico microprocessado. O diagrama de blocos do sistema completo está representado na figura 5.25.

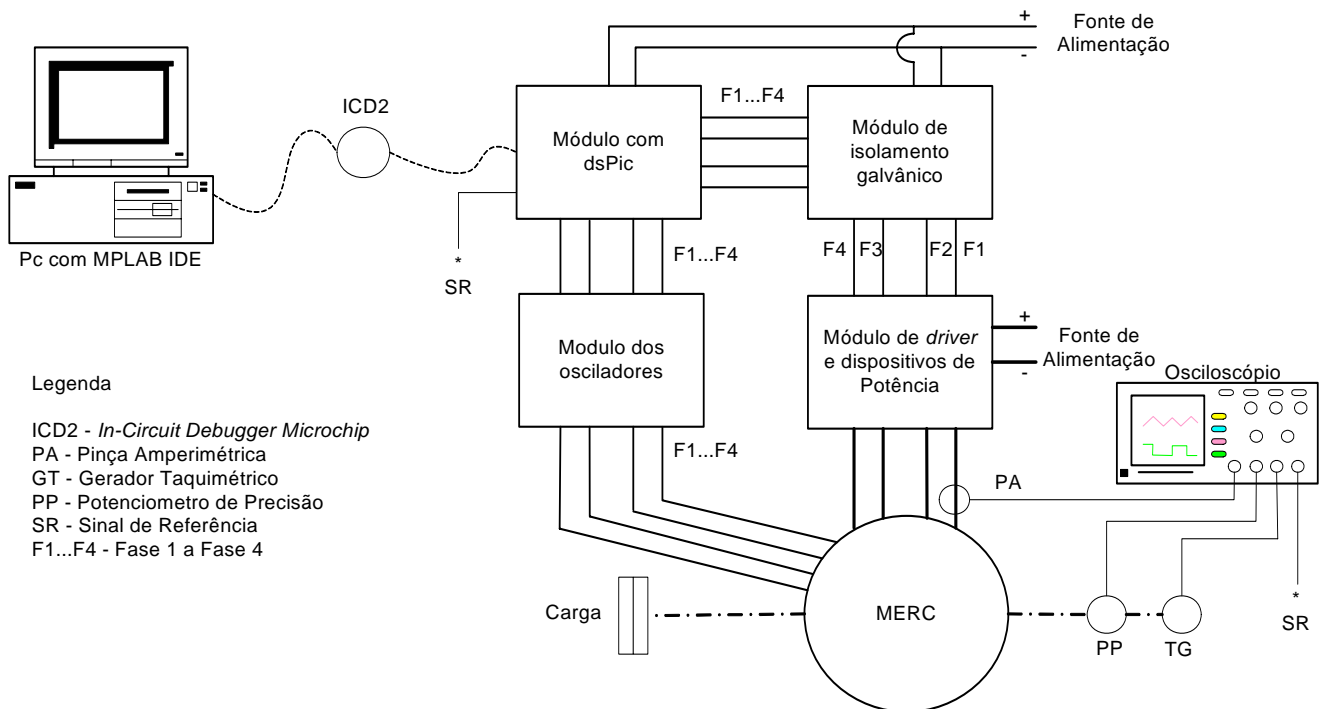


Figura 5.25: Diagrama de blocos do protótipo experimental.

Alguns blocos da figura 5.25 já foram apresentados na secção 5.2. Refere-se ao módulo de isolamento galvânico, módulo de *drivers* e dispositivos de potência e módulo do dsPIC. O módulo de osciladores ou codificador do coeficiente de indução foi desenvolvido e implementado para substituir o sensor de posição cuja descrição se encontra no quarto capítulo.

Para a captura dos sinais de posição, velocidade e corrente foram utilizados os seguintes sensores externos ao sistema: o sensor de posição utilizado na medição angular do veio foi um potenciômetro multivoltas de precisão PP, representado na figura 5.25, que esteve associado a uma roda dentada com relação 2 e 4, acoplado ao veio da máquina consoante a gama angular em teste; o sensor de velocidade TG e a pinça amperimétrica PA que são os mesmos do protótipo anterior.

Todos os ensaios foram efectuados com uma carga mecânica gravítica de uma massa de 3,4 kg acoplada no veio da máquina.

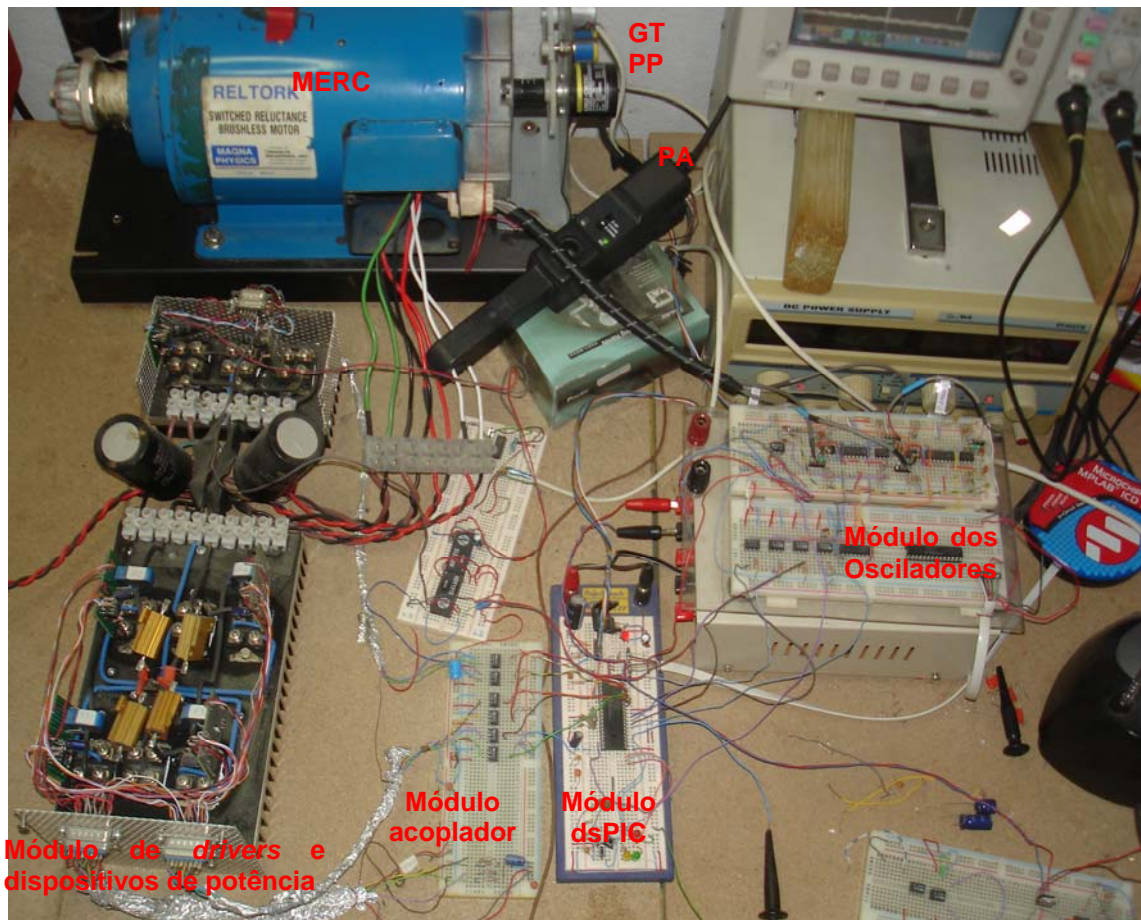


Figura 5.26: Fotografia do protótipo com indicação dos módulos.

5.3.1 Resultados Experimentais

Nesta secção apresentam-se os resultados experimentais obtidos em diversos ensaios laboratoriais com a implementação dos controladores PID e seus parâmetros, devidamente interligados, com o sistema de medição indirecta de posição angular que foram estudados e apresentados no quarto capítulo.

5.3.1.1 Seguimento de uma referência rectangular

O ensaio laboratorial foi efectuado no seguimento de uma função de referência rectangular com 4 patamares distintos; 366°, 700°, 500° e 608° cujas posições do rotor se observam na figura 5.27. As posições de patamar são relativas à posição angular de pólos alinhados da fase F1 e que corresponde a 0°.

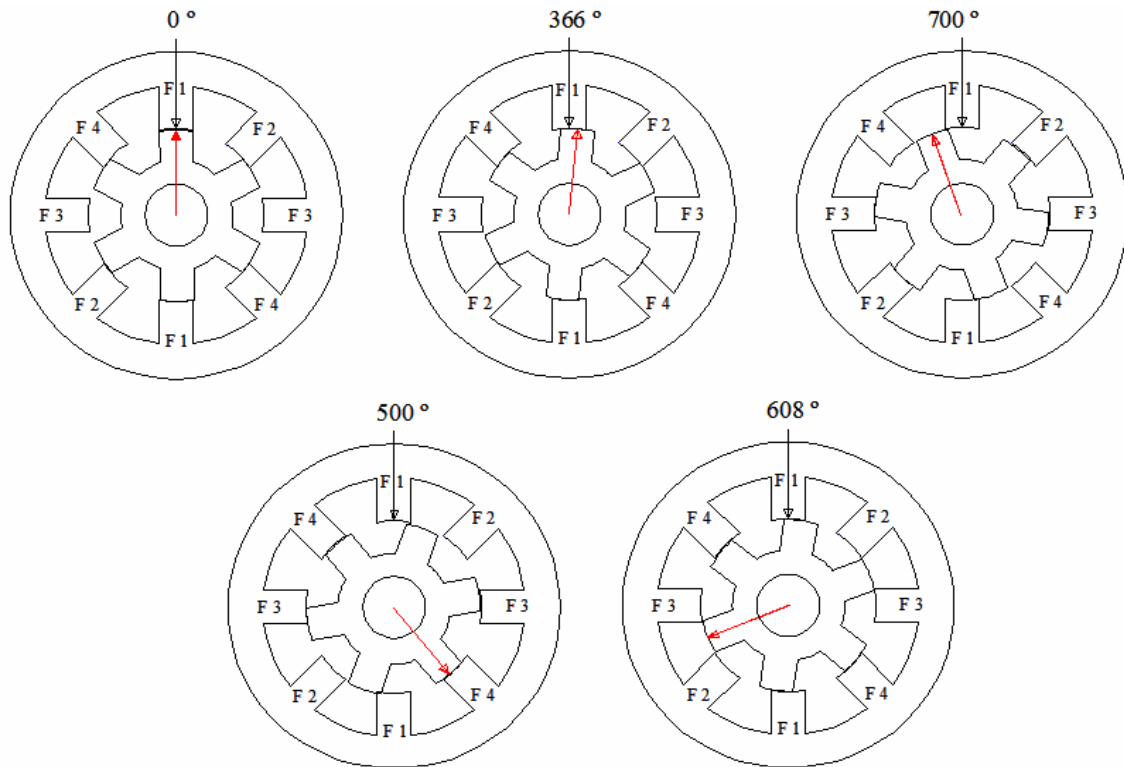


Figura 5.27: Corte transversal da máquina com os pólos na posição de referência de 0 °, ponto de partida, 366 °, 700 °, 500 ° e 608 °.

Na posição angular de 366° a fase F4 e fase F1 ficaram activadas sendo que a fase F4 aplicou ao rotor um binário motor no sentido directo e a fase F1 um binário de travagem. A leitura ou medição da posição foi feita através do módulo associado à fase F2. Na posição angular de 700 ° a fase F2 e a fase F3 estiveram simultaneamente excitadas. A fase F2 desenvolveu no rotor um binário motor no sentido directo e a fase F3 gerou um binário de travagem. O módulo de medição da posição associado à fase F4 foi utilizado. Na posição angular de 500° a fase F4 e a fase F3 foram as fases utilizadas. A fase F4 para produzir um binário motor no sentido directo e a fase F3 desenvolveu o binário de travagem. A medição da posição angular foi feita na fase F2. Finalmente, no 4º patamar, a fase F4 e a fase F1 foram aplicadas para obter a posição angular de 608 °. A fase F4 produziu o binário motor no sentido directo e a fase F1 desenvolveu o binário de travagem. A medição da posição foi efectuada através do modulo associado à fase F2.

Na figura 5.28 apresenta-se o seguimento do veio da máquina às posições angulares de referência. Porém, nalguns patamares, uma pequena sobrelevação da posição é observada.

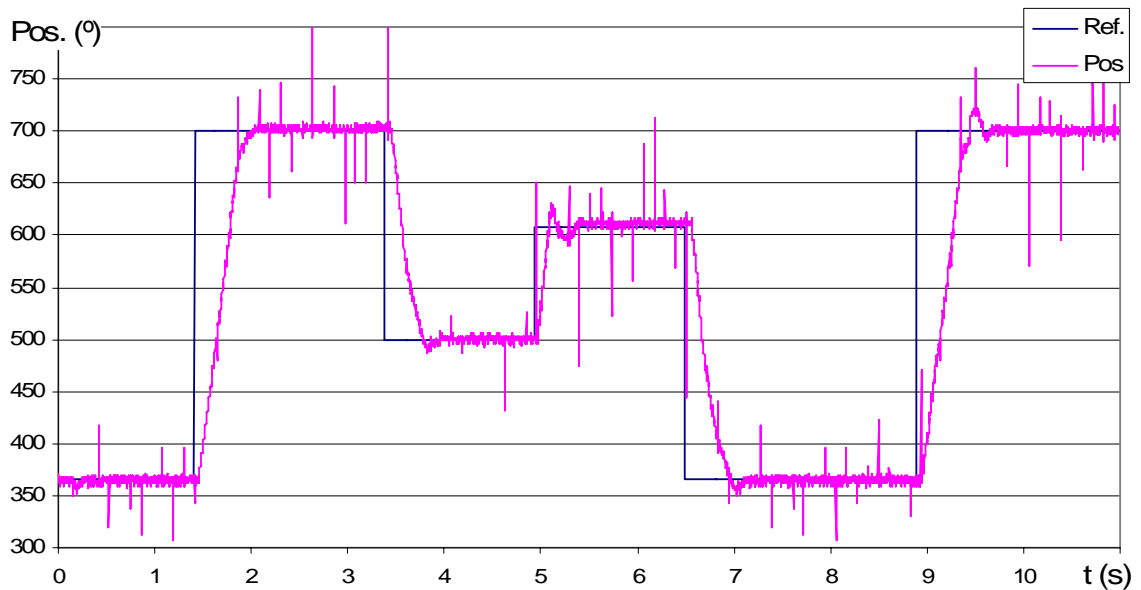


Figura 5.28: Seguimento da posição angular de referência do veio para 366 °, 700 °, 500 ° e 608 °.

O desempenho do sistema no seguimento da função de referência rectangular é analisado com base na medida do erro médio e do desvio padrão amostral no regime estacionário do sistema em cada patamar de posição, conforme é apresentado na tabela 5.6.

Tabela 5.6 Análise do desempenho em função das posições angulares.

Posições angulares de referência	366 °	700 °	500 °	608 °
<i>Erro Médio (°)</i>	1.89	-2.22	-0.58	-4.09
<i>Desvio Padrão</i>	1.67	1.08	1.27	1.14

Constata-se na tabela 5.6 que o erro médio, embora seja relativamente elevado, é perfeitamente aceitável em diversos accionamentos eléctricos onde, nas distintas aplicações industriais, é necessário uma caixa redutora na transmissão mecânica. Por exemplo, há servo motores com caixa redutora com relação 100/1 onde um erro de posição de 4° no veio da máquina corresponde a um erro de 0.04 ° no veio de saída da transmissão mecânica.

Na figura 5.29 apresenta-se o andamento do erro da posição angular relativo ao seguimento da referência rectangular da figura 5.28.

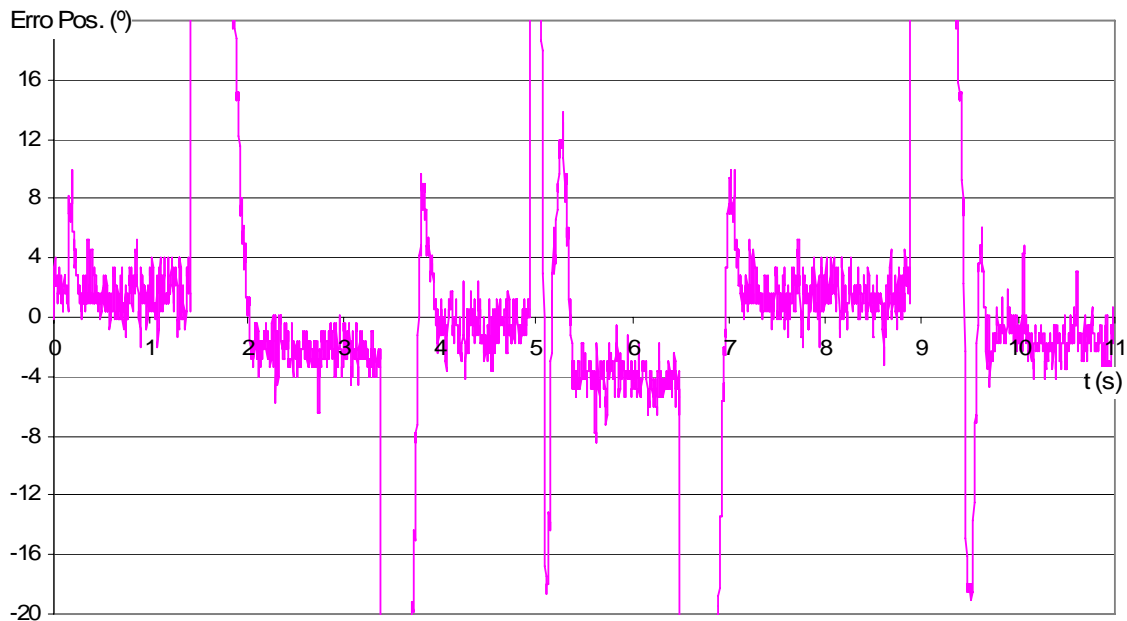


Figura 5.29: Andamento do erro da posição no seguimento da referência rectangular.

Na figura 5.30 pode-se observar a dinâmica do veio através da sua velocidade no percurso, até atingir as posições de patamar. A velocidade é positiva para a evolução rotacional no sentido de marcha directo e a velocidade é negativa para o sentido de marcha inverso.

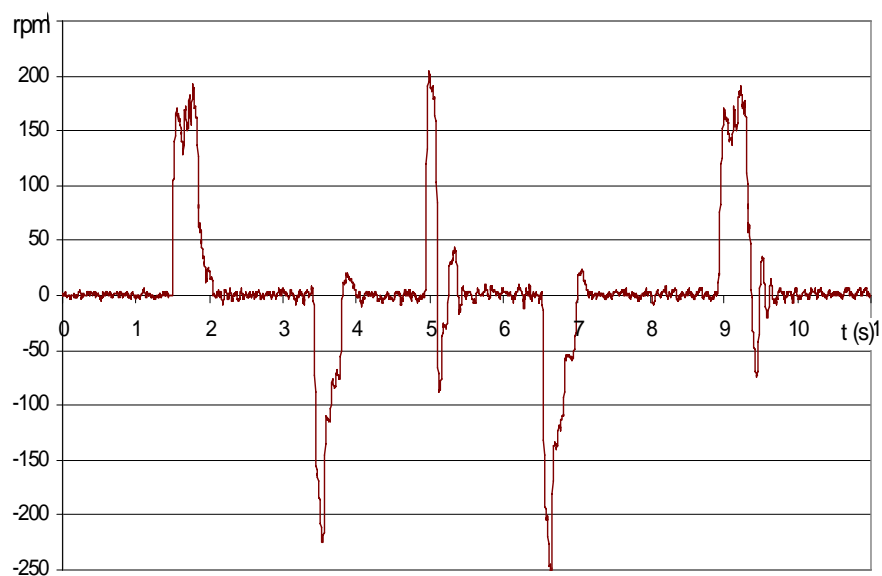


Figura 5.30: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência rectangular.

Na figura 5.31 observa-se o andamento da corrente na fase F4 onde se verifica que a fase foi mantida excitada nas posições angulares de 500° , 608° e 366° tal como foi exposto na descrição deste ensaio.

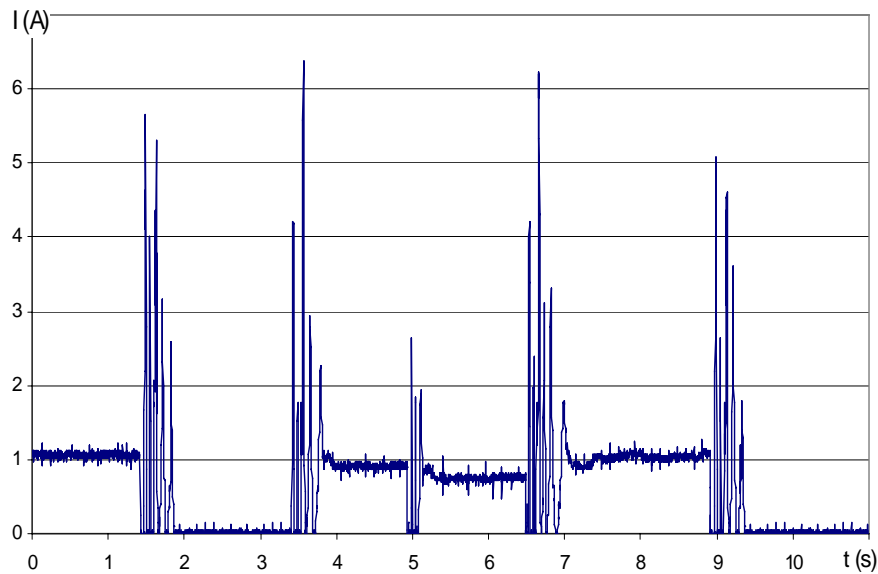


Figura 5.31: Corrente absorvida na fase F4 no seguimento da referência rectangular.

5.3.1.2 *Seguimento de uma referência triangular*

O seguimento da posição angular do veio da máquina de uma função triangular de referência com frequência aproximada de 150 mHz, é apresentado na figura 5.32.

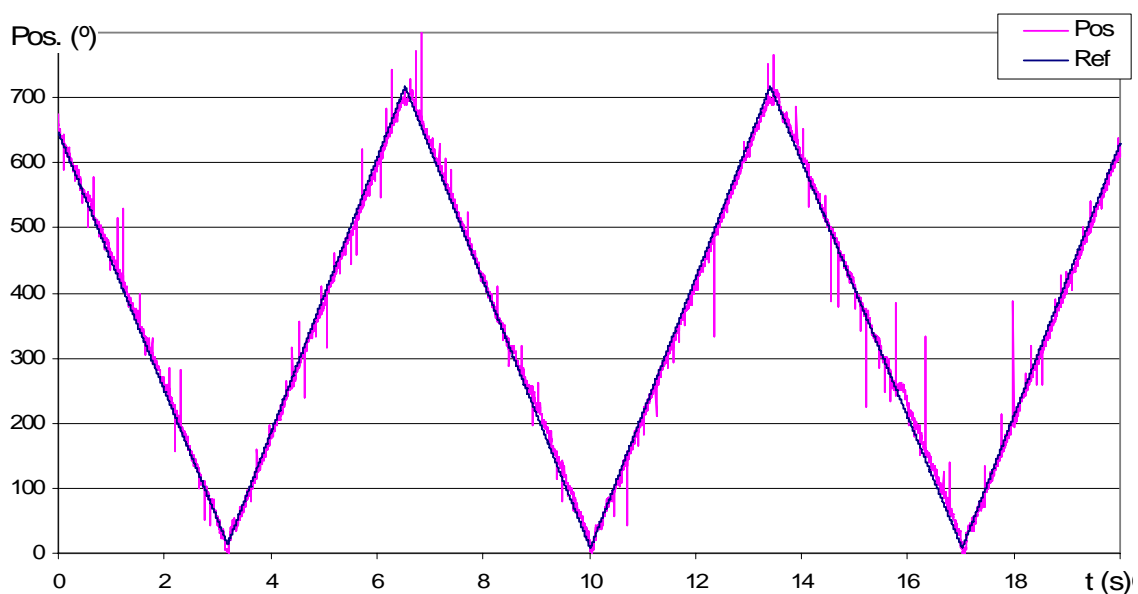


Figura 5.32: Andamento da posição angular do veio com referência triangular.

A razão da utilização desta frequência de sinal de referência tem como objectivo a comparação com o outro sistema de controlo de posição estudado anteriormente nesta tese e que, na secção 5.4 será analisado. O sistema consegue seguir a referência de posição embora se verifique a existência de pequenas flutuações no padrão do andamento do erro instantâneo de posição conforme se pode observar na figura 5.33. Constata-se na tabela 5.7 que o erro médio é inferior a 7° em qualquer das vertentes embora o desvio padrão seja mais elevado do que nos ensaios anteriores.

Tabela 5.7 Análise do desempenho no seguimento das vertentes da função triangular.

Vertente	Ascendente			Descendente		
<i>Erro Médio ($^\circ$)</i>	6.11	5.94	5.86	-4.70	-6.09	-6.17
<i>Desvio Padrão</i>	3.50	4.31	4.04	4.54	6.73	8.49

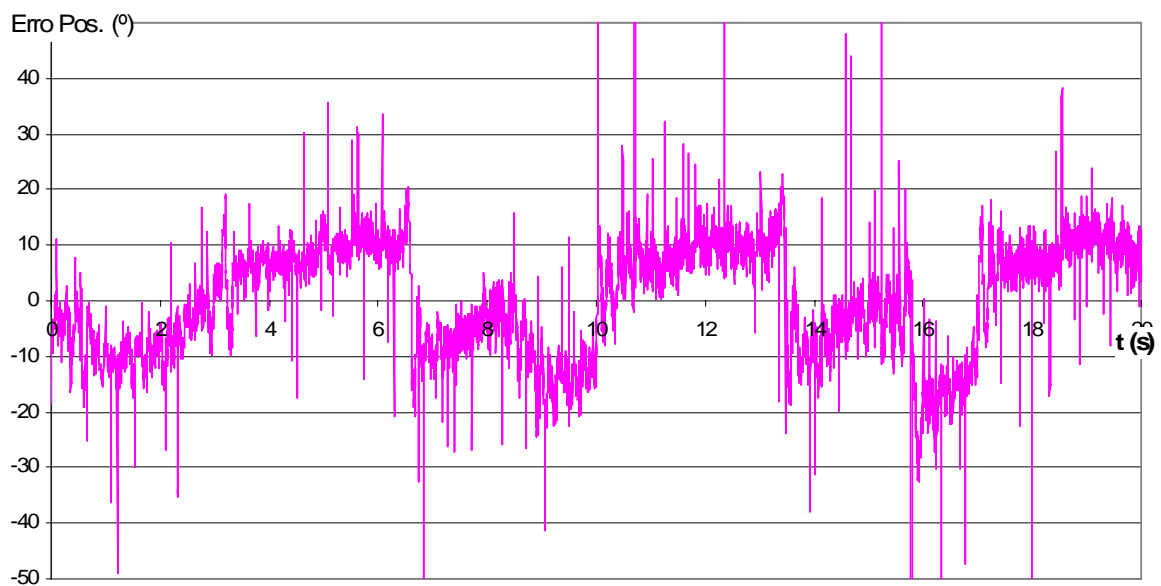


Figura 5.33: Andamento do erro da posição no seguimento da referência triangular.

A dinâmica do veio da máquina está presente na figura 5.34, que representa o andamento da velocidade, sendo de amplitude positiva ou negativa consoante a vertente da função triangular. A velocidade média em cada vertente da função triangular é aproximadamente igual apesar da influência da carga no movimento. A figura 5.35 apresenta a corrente na fase F4 da máquina como resultado da actuação dos dois controladores PID ao longo do percurso.

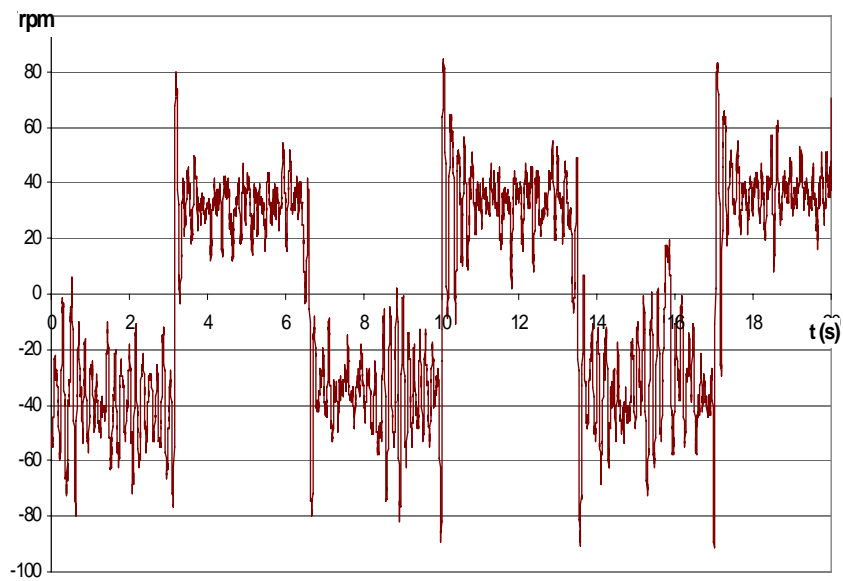


Figura 5.34: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência triangular.

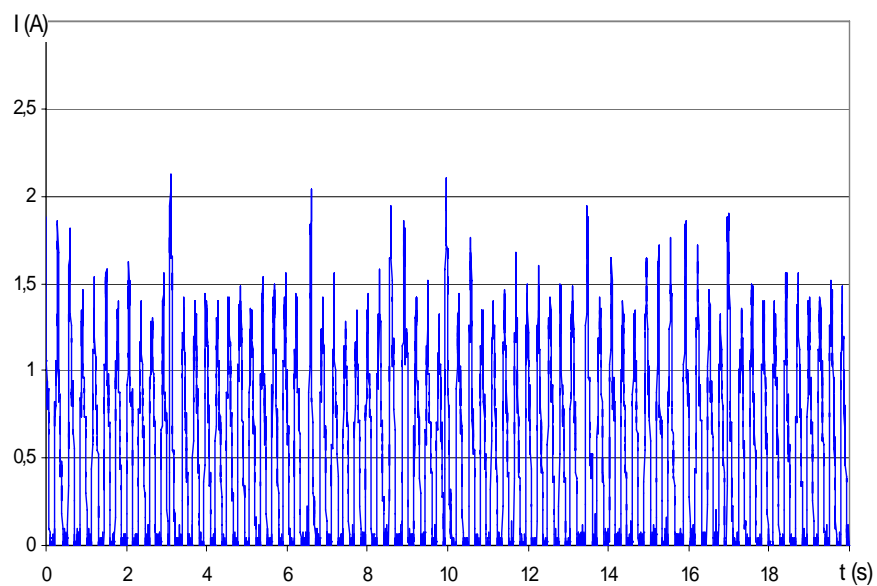


Figura 5.35: Andamento da corrente na fase F4 no seguimento da referência triangular.

5.3.1.3 *Seguimento de uma referência sinusoidal*

Este ensaio permite observar o comportamento do sistema quando a referência de posição é uma função sinusoidal com frequência de 375 mHz. O andamento da posição angular está na figura 5.36. Nesta figura observa-se a existência de um atraso na resposta do sistema.

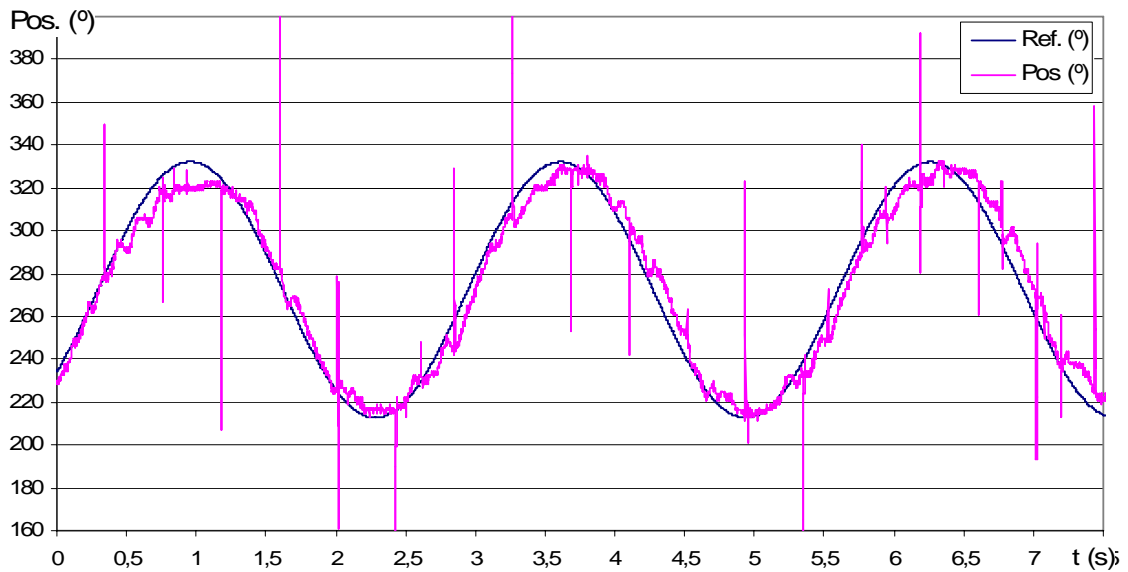


Figura 5.36: Andamento da posição angular do veio no seguimento da referência sinusoidal.

Na figura 5.37 observa-se o andamento do erro instantâneo da posição angular referente ao seguimento da referência sinusoidal da figura 5.36.

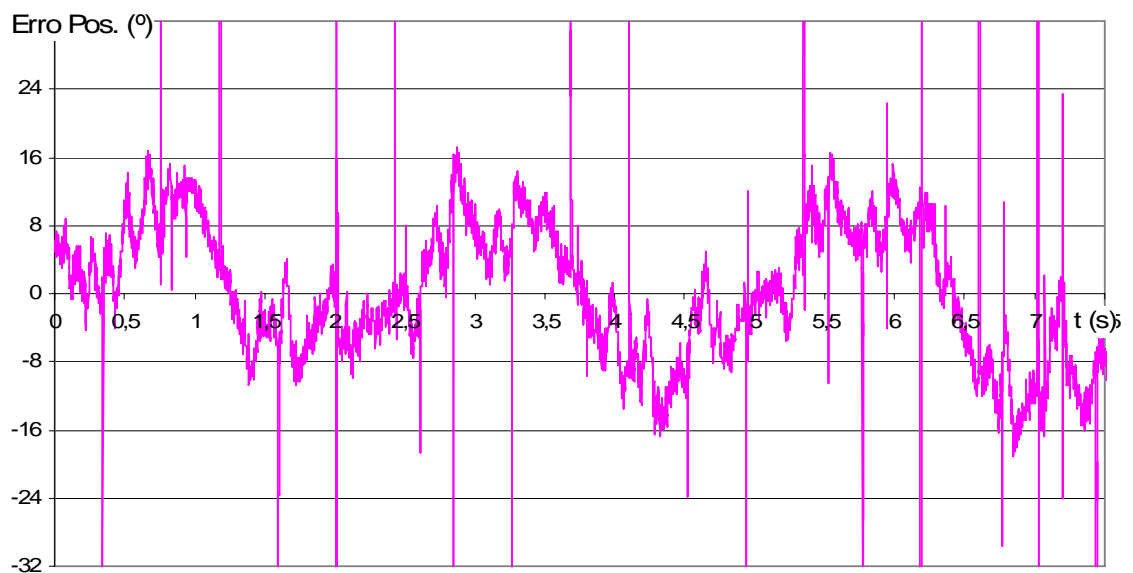


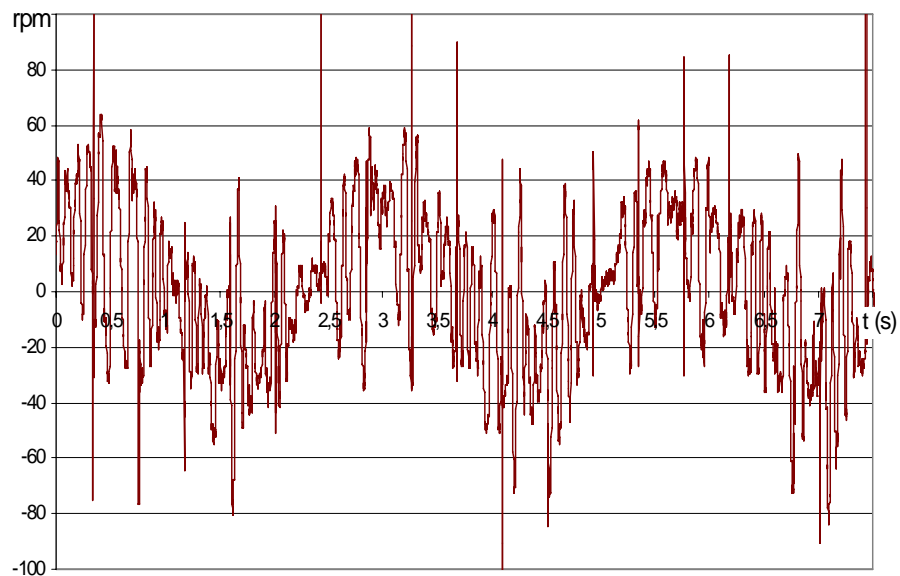
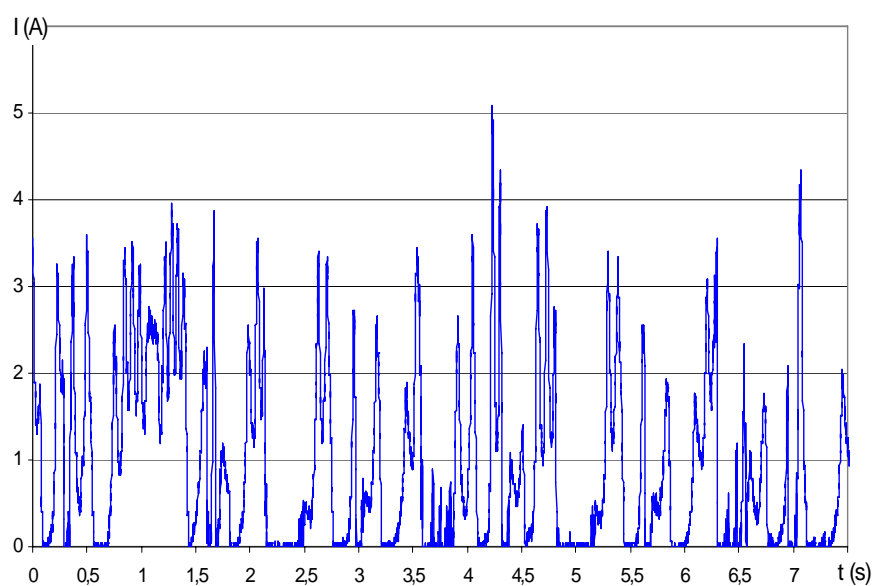
Figura 5.37: Andamento do erro da posição angular no seguimento da referência sinusoidal.

O valor médio do módulo do erro da posição angular em cada ciclo da função sinusoidal da figura 5.36 foi contabilizado. A tabela 5.8 apresenta estes valores de erro apesar do 3º ciclo estar incompleto.

Tabela 5.8 Análise do desempenho no seguimento das vertentes da função.

Ciclos	1°	2°	3° (inc.)
Média (°)	6.0	6.77	9.25
Desvio Padrão (°)	10.56	10.91	11.72

A figura 5.38 apresenta a velocidade do veio e a figura 5.39 apresenta o andamento da corrente absorvida na fase F4, ambas no seguimento da referência sinusoidal.

**Figura 5.38: Velocidade do veio da máquina no seguimento da referência sinusoidal.****Figura 5.39: Corrente na fase F4 no seguimento da referência sinusoidal.**

5.4 ANÁLISE COMPARATIVA

Nesta secção é efectuada uma breve análise comparativa dos resultados obtidos com os protótipos atrás apresentados para os diferentes tipos de sinais de referência. Embora os protótipos encerrem em si técnicas distintas de controlo de posição por vezes difíceis de comparar, os resultados experimentais demonstrativos do desempenho dos sistemas são em boa medida uma forma de avaliação. Assim, somente com base nos resultados experimentais obtidos, será tecida uma análise comparativa sucinta entre o sistema de controlo de posição angular por modo de deslizamento com sensor de posição (denominado por protótipo 1) e o sistema de controlo de posição angular com medição indirecta da posição (denominado por protótipo 2).

A explanação dos resultados experimentais anteriormente apresentados podem suscitar a curiosidade quanto ao tipo de desempenho que um sistema clássico de controlo de posição poderia oferecer quando associado a um sistema não linear como a MERC. Apesar de não ser o objectivo do trabalho comparar técnicas de controlo aplicadas para além dos protótipos desenvolvidos, são apresentados os resultados experimentais que ilustram o desempenho do controlador clássico versus controlo por modo deslizamento.

5.4.1 Sistemas Desenvolvidos

Em termos genéricos, os protótipos desenvolvidos foram programados com algoritmos de comando e controlo totalmente distintos. No comando, esta consequente distinção é derivada da natureza da informação da posição angular que devido ao tipo e forma de sinal implicou um tratamento específico para cada caso. No controlo, os algoritmos são distintos devido à intencionalidade da pesquisa e à aplicação de controladores com características diferentes que se adequassem ao comando e aos objectivos pretendidos. Uma observação mais atenta e pormenorizada dos algoritmos utilizados em cada sistema revela que a única excepção que é comum é a sequência de excitação de fases. Assim, há a probabilidade dos desempenhos serem diferentes embora fosse desejável obter resultados semelhantes.

Um conjunto de parâmetros de análise do desempenho dos sistemas implementados nos protótipos é utilizado para evidenciar as características inerentes de cada um. Esses parâmetros são o erro médio, a sobrelevação, o tempo de subida, o tempo morto, o tempo de

estabilização e a frequência máxima permissível. Estes parâmetros são utilizados nas subsecções seguintes, na análise da resposta dos sistemas quando forem aplicados na entrada, uma função escalão de referência e uma função rectangular de referência.

5.4.1.1 *Função escalão de referência*

O comportamento dos sistemas, quando sujeitos a uma função escalão de referência na entrada, está explanado na tabela 5.9. A ordem de grandeza do escalão de referência é de 250° aproximadamente.

Tabela 5.9 Análise comparativa do desempenho no seguimento da função escalão.

$\theta_{ref} \approx 250^\circ$	Protótipo 1	Protótipo 2
Erro Médio (°)	0.2 °	1.3°
Sobreelevação (%)	0 %	0 %
Tempo de subida (ms)	104 ms	170 ms
Tempo morto (ms)	5 ms	88 ms
Tempo de estabilização (ms)	220 ms	380 ms
Frequência máxima (Hz)	2.2 Hz	1.6 Hz

Os resultados foram obtidos com os controladores dos protótipos calibrados conforme foi apresentado e definido no terceiro e quarto capítulo. Constata-se que o protótipo 2 é mais lento na resposta ao escalão de referência e apresenta um erro médio mais elevado do que o protótipo 1.

5.4.1.2 *Função rectangular de referência*

O comportamento dos sistemas em resposta a uma função rectangular de referência é apresentada na tabela 5.10. A amplitude angular da função rectangular considerada nesta análise situou-se entre o valor mínimo de 100° e o valor máximo de 300°. Constata-se que o protótipo 2 apresenta pior desempenho do que o protótipo 1, mais concretamente ao nível da velocidade da sua resposta, observada pelo maior tempo de subida, maior tempo de estabilização e maior tempo morto. A extensão do algoritmo de comando e controlo, a necessidade de efectuar a medição indirecta da posição, assim como a limitada dinâmica do controlador, podem contribuir para esta dilatação do tempo de resposta do protótipo 2.

Tabela 5.10 Análise comparativa do desempenho dos sistemas no seguimento de uma função rectangular.

$\theta_{ref} = [100^\circ, 300^\circ]$	Protótipo 1	Protótipo 2
Erro Médio ($^\circ$)	$< 1^\circ$	[0.6° a 4°]
Sobreelevação (%)	0 %	$< 3\%$
Tempo de subida (ms)	[80 a 150] ms	[150 a 350] ms
Tempo morto (ms)	5 ms	70 ms
Tempo de estabilização (ms)	350 ms (máx.)	700 ms (máx.)
Frequência máxima/teste (Hz)	1.4 Hz /224 mHz	720 mHz/270 mHz

O erro médio na posição angular estática de referência, apesar de ser maior do que no protótipo 1, é considerado aceitável tendo em vista a resolução dos métodos de medição da posição. De referir que numa implementação industrial do protótipo 2, num accionamento eléctrico servo motor com caixa redutora, pode estar ao mesmo nível de resolução que outros tipos de sistemas servo motor equivalentes e equipados com outras máquinas eléctricas concorrentes, sem sensor de posição.

5.4.1.3 *Função triangular e sinusoidal de referência*

No seguimento de uma função triangular e sinusoidal de referência a análise de desempenho só terá em conta o erro médio calculado com base no valor absoluto do erro médio de cada semi-ciclo ou vertente.

O erro médio dos sistemas no seguimento de uma referência triangular, limitada pelas posições angulares de 110° e 1012° está registado na tabela 5.11, para a frequência de teste.

Tabela 5.11 Análise comparativa do desempenho dos sistemas no seguimento de uma função triangular.

$\theta_{ref} = [110^\circ, 1012^\circ]$	Protótipo 1	Protótipo 2
Erro Médio ($^\circ$)	0.7°	5.8°
Frequência de teste (Hz)	≈ 150 mHz	

O erro médio dos sistemas no seguimento de uma referência sinusoidal, limitada pelas posições angulares de 215° e 345° está registado na tabela 5.12, para a frequência de teste.

Tabela 5.12 Análise comparativa do desempenho dos sistemas no seguimento de uma função sinusoidal.

$\theta_{ref} = [215^\circ, 345^\circ]$	Protótipo 1	Protótipo 2
Erro Médio ($^\circ$)	0.7 $^\circ$	6.38 $^\circ$
Frequência de teste (Hz)	≈ 380 mHz	

Nestas duas tabelas de desempenho observa-se que o erro médio do protótipo 1 não se altera. Neste caso, nem o aumento da frequência nem uma forma de onda diferente foram suficientes para perturbar o desempenho do sistema. Em contrapartida o erro médio do protótipo 2 aumenta com o aumento da frequência e com a forma de onda. A razão para que o protótipo 2 apresente um desempenho menos favorável pode dever-se ao tempo morto que o sistema apresenta. Melhorar este aspecto, ou seja reduzir o tempo morto exige a reformulação e optimização de todo o protótipo 2.

Tal como já foi referido, é difícil de comparar sistemas tão diferentes no entanto não restam dúvidas que o protótipo 1 apresenta melhor desempenho em todos os testes efectuados relativamente ao protótipo 2. O protótipo 1 apresenta características que o colocam em condições de competir com accionamentos eléctricos de elevado desempenho. É perceptível que o desempenho do protótipo 1 deve-se ao controlador desenvolvido mas também ao sensor de posição. No entanto, o sensor de posição pode ser visto como uma desvantagem do protótipo 1 nalgumas aplicações industriais, em detrimento do protótipo 2. Neste caso, associado a uma menor exigência em termos da resposta dinâmica e também a inclusão de um elemento redutor de velocidade no veio, o protótipo 2 é a alternativa mais vantajosa. Pensa-se que os protótipos desenvolvidos e apresentados são facilmente enquadrados e fortemente concorrenciais no contexto dos servo motores de baixo custo.

5.4.2 Sistema Clássico

O controlador *PID* (proporcional, integral e derivativo) é o controlo clássico utilizado na maior parte dos sistemas lineares e mesmo não lineares utilizados na indústria. Como é uma referência, pretende-se somente mostrar o comportamento do sistema quando este assume o controlo. Não é objecto deste trabalho comparar o desempenho dos sistemas de controlo *PID* e controlo por modo deslizamento mas dar relevância à escolha que foi feita. É evidente que se um controlador mais simples do que o que foi proposto apresentasse melhor desempenho

global este trabalho só teria interesse no estudo da vertente académica e provavelmente escassa ou nenhuma aplicação prática.

Existem algumas expressões que caracterizam o controlador *PID* com pequenas variantes entre elas. A que foi aplicada está expressa em (5.1).

$$u_k = K_p \left(e_k + K_i \sum e_k T_s + K_d \frac{\Delta e_k}{T_s} \right) \text{ com } k \in \mathbb{N}^+ \quad (5.1)$$

O termo e_k é o erro e Δe_k a variação do erro. Os termos K_p , K_i e K_d são os ganhos da parte proporcional, integrativa e derivativa respectivamente que compõem o controlador. O termo T_s é o intervalo de tempo de amostragem.

Segundo Aström (Aström e Hägglund, 1995) há várias metodologias para ajustar os parâmetros do controlador *PID*. Uma das metodologias consiste em ajustá-los por tentativa e erro por observação da resposta transitória a um escalão de referência até se atingir o melhor desempenho possível. A vantagem desse procedimento é que ajuda a desenvolver a sensibilidade e compreensão do comportamento do sistema. O inconveniente é que esse processo é muito demorado e é difícil de determinar os ganhos óptimos.

O sistema implementado com controlo PID está representado na figura 5.40. É um sistema típico de controlo de posição em cascata. O primeiro anel é o de posição angular e o anel interno é o de velocidade o qual foi utilizado no controlo de posição aplicado à MERC.

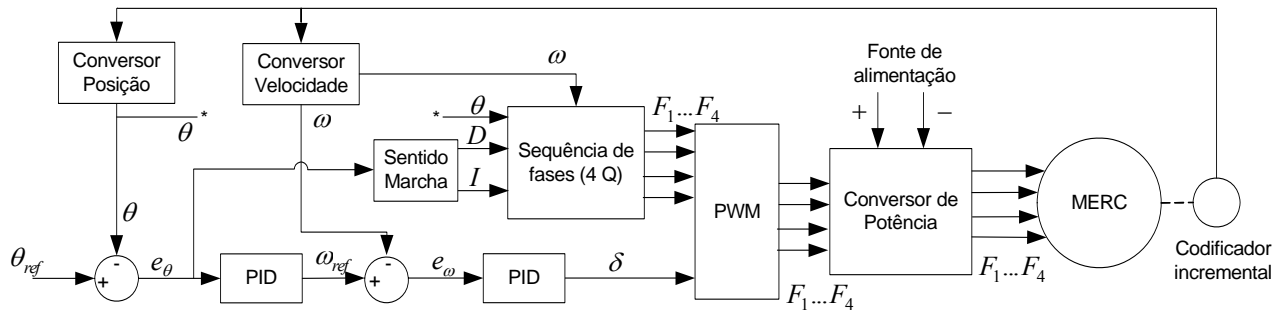


Figura 5.40: Diagrama de blocos do sistema de controlo de posição com PID.

O primeiro ensaio consistiu na calibração dos controladores PID na resposta a um escalão de posição angular de 242,5°. Este escalão serviu de base para a determinação dos ganhos que foram ajustados de modo a obter um desempenho aceitável ou o melhor possível procurando

obter o mesmo tempo de subida da posição do que o controlador por modo deslizamento. Os ganhos encontrados foram para o PID do anel da posição; $K_p = 0,9$, $K_i = 0,0001$ e $K_d = 0,01$ e para o segundo PID $K_p = 8,5$, $K_i = 0$ e $K_d = 0$. É apresentado na figura 5.41 o andamento da posição para esse escalão.

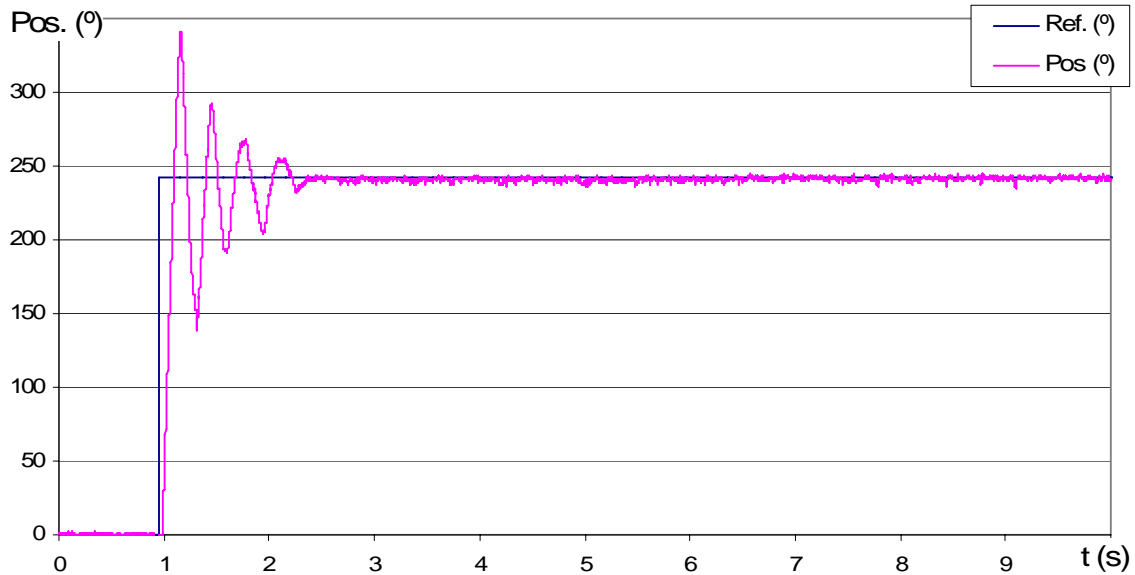


Figura 5.41: Andamento da posição angular do veio com controladores PID.

Observa-se um andamento da posição angular com uma sobre elevação de 38% e uma fase de estabilização oscilatória amortecida. O erro médio e o desvio padrão amostral são de $1,1^\circ$ e $0,84$ respectivamente.

Para se analisar desempenho deste sistema foi aplicada uma função rectangular de referência com vários patamares de posição angular. O objectivo é percorrer um conjunto alargado de posições e permitir a observação das várias posições atingidas. Estas, referidas ao ângulo entre duas sobreposições contíguas de pólos (15°), correspondem ao seguinte conjunto $\theta = \{2^\circ, 3^\circ, 4^\circ, 5^\circ, 6^\circ, 7^\circ, 8^\circ, 9^\circ, 10^\circ, 11^\circ, 12^\circ, 13^\circ\}$. Estes ângulos polares foram convertidos nas seguintes posições angulares de referência, $\theta_{ref} = \{92^\circ, 183^\circ, 274^\circ, 455^\circ, 546^\circ, 637^\circ, 548^\circ, 459^\circ, 370^\circ, 281^\circ, 192^\circ, 103^\circ\}$ cujo andamento com o controlador PID está representado na figura 5.42. Na figura 5.43 está o andamento da posição angular do sistema com o controlador por modo de deslizamento. As diferenças entre os resultados obtidos são suficientemente notórias.

Se as sobre elevações e as oscilações na resposta não forem problema, verifica-se que este controlador PID, para ser aplicado num accionamento electromecânico de posições bem

definidas e repetitivas, teria a necessidade de se reajustar os ganhos de modo a, nalgumas posições, diminuir o erro estático (Mademlis e Kioskeridis , 2010).

Não é objecto deste trabalho determinar os novos valores de ganhos do controlador mas fica demonstrado a diferença e tolerância de um sistema clássico relativamente a outro no controlo de posição da máquina eléctrica de relutância comutada.

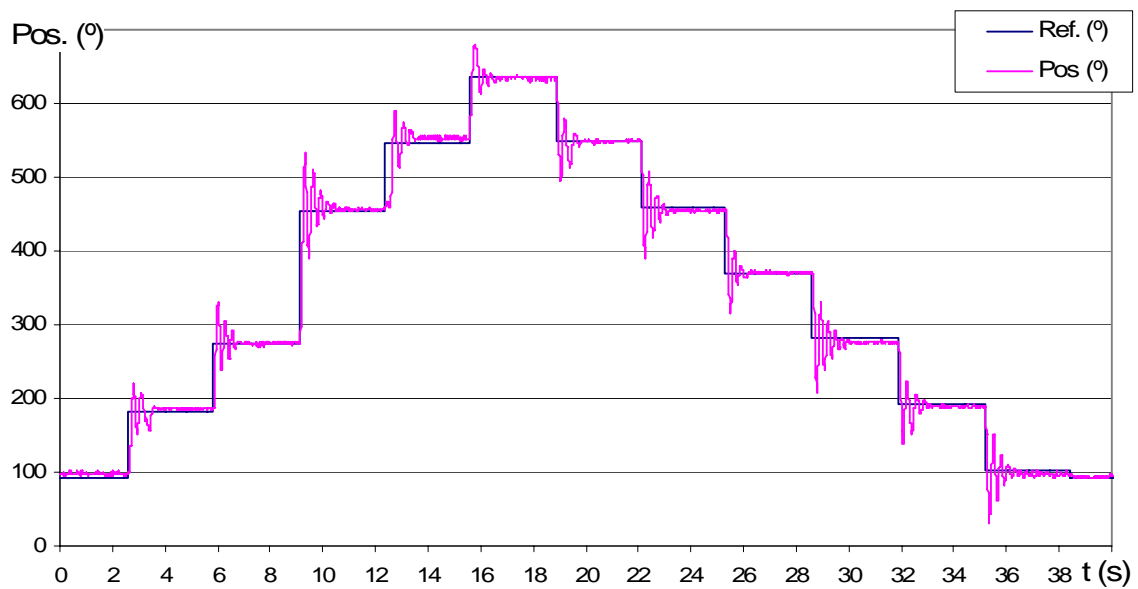


Figura 5.42: Andamento da posição angular do veio com controlador PID.

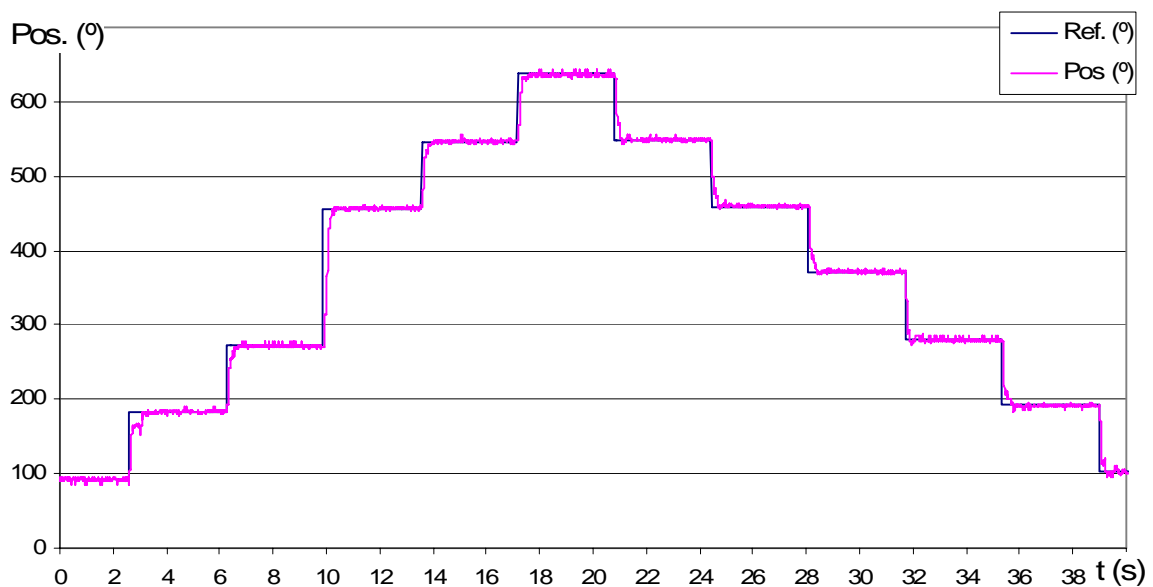


Figura 5.43: Andamento da posição angular do veio com controlador por modo de deslizamento.

A dinâmica do veio da máquina, representada pela velocidade, consequente do tipo de controlador e seu modo de funcionamento, está apresentada na figura 5.44 no caso do controlador PID e na figura 5.45 no caso do controlador por modo deslizamento.

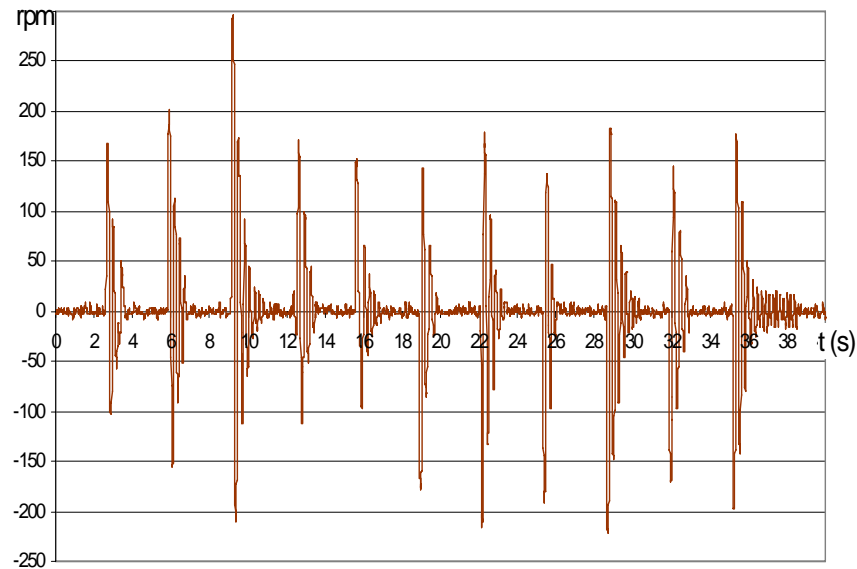


Figura 5.44: Velocidade do veio da máquina com controle PID.

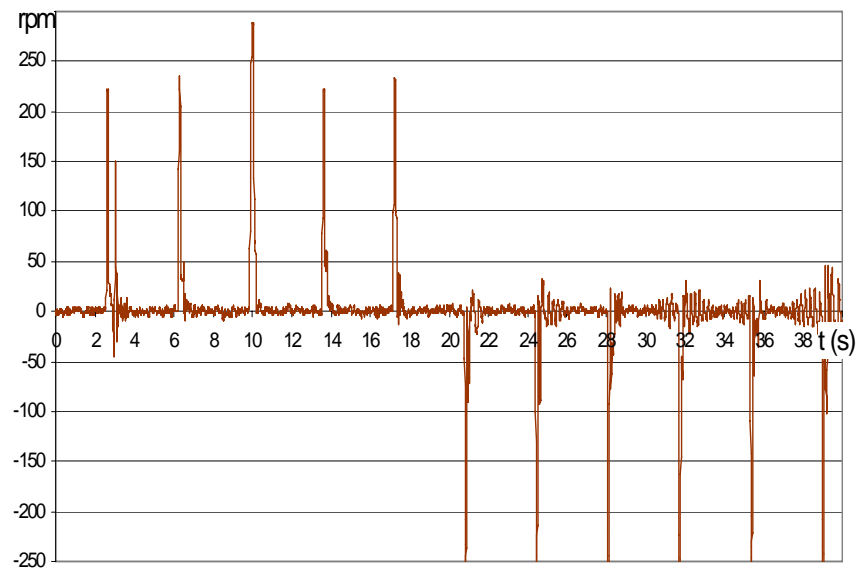


Figura 5.45: Velocidade do veio da máquina com controle por modo de deslizamento.

5.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentaram-se vários resultados experimentais do controlo de posição angular obtidos com os dois protótipos desenvolvidos.

Fez-se uma descrição sumária do sistema de controlo de posição angular com sensor de posição, que foi desenvolvido e implementado (protótipo 1). Apresentaram-se os resultados experimentais que comprovam a estabilidade do sistema face ao seguimento de uma função rectangular de referência, face ao seguimento de uma função triangular de referência e face ao seguimento de uma função de referência sinusoidal. O comportamento deste sistema foi caracterizado através da medida do erro médio e pelo desvio padrão da posição angular onde se verifica um desempenho aceitável.

Foi descrito o sistema de controlo de posição angular sem sensor de posição, o qual foi desenvolvido e implementado (protótipo 2). Os resultados experimentais do sistema no seguimento de uma função rectangular, função triangular e função sinusoidal de referência foram apresentados. O comportamento deste sistema de controlo de posição foi caracterizado pelo erro médio da posição para cada tipo de função de referência onde se verifica um desempenho aceitável quando comparado com sistemas homólogos sem sensor.

Apresentou-se uma análise comparativa dos desempenhos dos sistemas implementados. A análise baseou-se nos resultados experimentais e alguns critérios como o tempo de subida, tempo morto, tempo de estabelecimento e erro médio entre outros. Como consequência destes resultados verifica-se que o protótipo 1 apresenta melhor desempenho do que o protótipo 2. No entanto, o sensor de posição pode ser visto como uma desvantagem do protótipo 1 nalgumas aplicações industriais, em detrimento do protótipo 2. Neste caso e associado a uma menor exigência em termos da resposta dinâmica o protótipo 2 é a alternativa mais vantajosa.

Finalmente são apresentados os resultados experimentais no seguimento de uma função rectangular com vários patamares de posição de referência com um sistema de controlo clássico de referência e com o sistema de controlo por modo de deslizamento. A observação do regime estacionário em cada posição angular observa-se que há necessidade de ajustar os parâmetros do controlador clássico para algumas posições angulares de referência.

CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES

Resumo: Neste capítulo apresentam-se as considerações finais sobre o presente trabalho. Elabora-se a sua síntese e registam-se as contribuições originais. É ainda perspectivado o seu desenvolvimento futuro.

6.1 SÍNTESE DO TRABALHO E CONTRIBUIÇÕES ORIGINAIS

Neste trabalho descreveu-se a MERC, analisando a consequência da sua geometria, em termos da característica electromagnética e de binário, em função das diversas posições angulares assumidas pelos seus pólos salientes.

Procedeu-se à descrição da característica electromagnética da máquina, abordando o perfil linear e não linear do coeficiente de indução, sendo esta característica aplicada no modelo da máquina para a determinação dos parâmetros fundamentais no funcionamento motor.

Procedeu-se ao levantamento experimental e descrição da característica do binário estático da máquina, sendo esta característica aplicada no modelo da máquina para a determinação dos parâmetros fundamentais no funcionamento motor. Do estudo desta característica de binário foram definidos os intervalos angulares em que se coloca a hipótese da exequibilidade do equilíbrio de binários estáticos quando uma posição angular é pretendida através da excitação de várias fases. Esta hipótese é analisada e confirmada através da aplicação do método de elementos finitos, aplicado ao modelo do circuito magnético da máquina. Esta confirmação surgiu após validação do modelo e consequentemente dos parâmetros introduzidos. Resultados experimentais comprovam o estudo teórico e a simulação de um tipo de posicionamento possível do veio em ângulos precisos entre dois alinhamentos de pólos contíguos, através da excitação de duas fases. A selecção adequada das fases, em função da posição angular instantânea do veio, assim como a amplitude das correntes de excitação ou magnetização da máquina, foram as variáveis basilares para que a posição angular de referência fosse atingida.

Também foi descrito o conversor estático de alimentação da MERC em termos da topologia utilizada, do seu funcionamento e da estratégia de comutação aplicada.

Devido à grande versatilidade e elevado grau de liberdade que a concepção de uma MERC encerra, apresentou-se sucintamente o estudo teórico sobre a possibilidade da existência de uma combinação de fases/número de pólos/dimensão de arcos polares que privilegiam a sua aplicação num accionamento de controlo de posição angular.

Foi descrita a motivação pela qual um sistema baseado em estruturas variáveis foi a via de investigação seguida, para o desenvolvimento e implementação do controlador de posição angular do veio, utilizando a informação do sensor de posição – o codificador incremental. Foram apresentadas, de forma sucinta, as várias formas de desenvolver um controlador por modo de deslizamento. Foi descrito o desenvolvimento das várias partes que compõem o controlador de posição angular por modo deslizamento assim como o modo como foi implementado num sistema electrónico microprocessado. Através de resultados experimentais, foi descrito o modo como foram determinados os parâmetros do controlador que atestam a “boa calibração” do mesmo, segundo os critérios estabelecidos e que são considerados aceitáveis para muitos accionamentos electromecânicos actualmente em utilização no tecido industrial.

O sistema implementado composto por controlador, conversor e comando, foi caracterizado tendo em conta as limitações e objectivos a atingir. Descreveu-se resumidamente a constituição do comando e todos os blocos funcionais que foram aplicados na simulação e na implementação no sistema microprocessado. O sistema tecnológico seleccionado, cerne do protótipo onde foi implementado todo o comando e o controlador por modo de deslizamento que demonstrou ser robusto com bom desempenho, apresentou uma boa capacidade de processamento e de memorização. Considera-se que o sistema tecnológico aplicado é fortemente competitivo, nas diversas vertentes, para a sua aplicação no meio industrial.

Apresentou-se uma descrição resumida das diversas técnicas de medição indirecta da posição aplicadas por vários investigadores à MERC, com o objectivo de analisar a possibilidade de um novo campo de estudos nesta temática. Foi também efectuada uma análise crítica às técnicas de medição indirecta da posição, tendo como ponto de vista a sua aplicação num accionamento eléctrico com controlo de posição angular. Apesar de existirem várias técnicas aplicadas à MERC na detecção da posição sem sensor, ainda não existe nenhuma que individualmente seja suficientemente robusta, simples, precisa e de baixo custo que satisfaça as exigências de um accionamento com controlo de posição angular.

Descreveu-se o estudo e a metodologia que foi aplicada para a determinação dos parâmetros que caracterizam o sistema de medição indirecta da posição proposto. O seu comportamento foi analisado e determinado através de ensaios laboratoriais com o protótipo desenvolvido.

Foi explanado e desenvolvido um comando e controlador de posição que, associado ao sistema de medição de posição indirecta proposto, formou o segundo protótipo que foi implementado e com o qual se efectuaram os testes experimentais para determinar o desempenho do accionamento sem sensor de posição. Apresentaram-se ainda os resultados experimentais que atestam o comportamento do sistema no controlo de posição angular, assim como da calibração dos controladores na resposta a um escalão de posição.

Finalmente apresentaram-se os resultados experimentais dos dois protótipos desenvolvidos e anteriormente explanados, no seguimento de uma função rectangular, função triangular e função sinusoidal de referência de posição angular. O erro, no seguimento das funções de referência de posição angular, foi quantificado através do erro médio e desvio padrão para quantificar e clarificar o desempenho dos sistemas implementados. Estes resultados experimentais atestam as opções tomadas no desenvolvimento dos controladores e dos protótipos e foram obtidos com a máquina em regimes diversos com uma carga mecânica dinâmica acoplada ao veio.

Também foram apresentados os resultados experimentais, com variação da carga mecânica aplicada à máquina com controlo por modo de deslizamento com sensor de posição, constatando-se o desempenho do conjunto. Somente como referência, também foi apresentado o desempenho de um controlador *PID* com uma mesma função de referência de multiposições angulares do veio.

Os campos de pesquisa que foram percorridos até atingir o estado actual de desenvolvimento dos protótipos permite pensar que, em função das restrições impostas, dos objectivos do trabalho e do universo das soluções exequíveis, as opções técnico-científicas que foram desenvolvidas e implementadas produziram resultados suficientemente satisfatórios que, apesar do grau de optimização ou refinamento que cada protótipo já sofreu, são bastante motivadores para continuar a procurar outros modos de melhorar os seus desempenhos.

A definição de contribuições originais de um trabalho de investigação é sempre tarefa difícil. A existência de técnicas semelhantes e o espaço temporal em que decorreram os trabalhos não permitem eliminar a possibilidade de resultados semelhantes terem sido atingidos por outras equipas de investigação. Assim, os seguintes aspectos são referidos dentro do conhecimento que o autor do presente trabalho possui na área de engenharia electrotécnica em que este se insere.

Sendo consentânea a opinião de que a MERC é considerada um accionamento complexo e de difícil controlo devido às não linearidades que as suas características apresentam, considera-se genericamente que a contribuição original principal foi um conjunto de soluções apresentadas para a aplicação da máquina em accionamentos com controlo de posição angular de baixo custo e elevado desempenho. A aplicação de um sistema de controlo por modo de deslizamento, composto por uma lei de convergência pouco usual mas muito eficaz, no controlo de posição angular da MERC 8/6 com sensor é em si original. O modo como o sistema foi materializado traduz-se numa original simplicidade de implementação e robustez. Na altura da concretização desta dissertação poucos trabalhos publicados demonstraram e quantificaram os resultados obtidos no controlo de posição angular do veio. Foi aplicada uma metodologia experimental de ajuste dos parâmetros do controlador de modo a obter um bom desempenho do accionamento electromecânico consoante os critérios predefinidos e demonstrada a sua robustez.

Outra contribuição original foi o estudo e análise da medição indirecta da posição do veio, das vantagens e limitações da técnica proposta e da sua aplicação. A estrutura do sistema de controlo composto por dois controladores PID discretos de actuação simultânea na modelação da tensão aplicada às fases pares e ímpares da máquina, tendo como objectivo o controlo de posição angular, é também original. A implementação desta técnica de controlo associada ao sistema de medição indirecta de posição proposto, no controlo de posição angular da MERC, forma um conjunto original.

6.2 PERSPECTIVAS DE TRABALHO FUTURO

Este trabalho de investigação não se encontra terminado. Tendo-se atingido o fim desta etapa, muitas mais estão por percorrer. Pretende-se continuar a desenvolver a actividade de investigação no sentido de aprofundar as várias áreas de conhecimento que a concretização deste trabalho levou a abordar. Estas estão longe de estarem esgotadas, não só em termos científicos como em termos das suas aplicações.

Como perspectivas de desenvolvimento futuro, ao nível da MERC, pretende-se aplicar as técnicas desenvolvidas neste trabalho a uma máquina trifásica com uma distribuição de pólos diferentes (6/4) que conforme o estudo teórico complementar apresentado no segundo capítulo, pode contribuir para reduzir os custos e otimizar o desempenho da máquina no controlo de posição angular.

No âmbito do comando, pretende-se investigar a utilização de FPGA ou DSP de baixo custo, de modo a possibilitar a integração de mais funções e que estas sejam executadas, sem contudo comprometerem o tempo de resposta do conjunto, nas versões com e sem codificador da posição angular.

Quanto ao controlo, pretende-se continuar o estudo e desenvolvimento de um sistema de controlo por modo de deslizamento com mecanismos de ajuste e adaptação dos parâmetros com a finalidade de agilizar o controlador para regimes de funcionamento mais diversificados e aplicar a outras tipologias de máquinas de relutância regulares sem ter que recorrer a novas “calibrações”.

Quanto ao sistema de medição indirecta novos melhoramentos podem ser introduzidos ao nível do sensor como ao nível do *hardware* de baixo custo de modo a formar um sistema completamente autónomo, com capacidade de fornecer a informação da posição com resoluções distintas consoante o funcionamento da máquina.

No desenvolvimento deste trabalho observou-se que a MERC apresenta potencialidades ainda por revelar no domínio das muito baixas velocidades (< 20 rpm) o que a torna ainda mais versátil e interessante, sendo este um tema para um estudo futuro.

BIBLIOGRAFIA

(Acarnley *et al.*, 1985); Acarnley P.P., Hill R.J. e Hooper C.W.; “Detection Of Rotor Position In Stepping And Switched Reluctance Motors By Monitoring Of Current Waveforms”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 32, N° 3, pp 215-222, Aug 1985.

(Acarnley e Aggarwal , 1988) ; P.P. Acarnley e R. Aggarwal; “Inductance and Static Torque Measurements in Small Reluctance-Type Machines”; Proceedings of 23rd Universities Power Engineering Conference 1988, Nottingham, September 1988.

(Akpolat et al, 2000); Akpolat Z.H., Asher G.M. e Clare J.C.; “A Practical Approach to the Design of Robust Speed Controllers for Machine Drives”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 47, N° 2, pp 315-324, Apr 2000.

(Arumugan et al., 1985); Arumugan R., D.A. Lowther, R. Krishnan e J.F. Lindsay; ”Magnetic Field analisys of a SRM using a two–dimensional finite element model”, IEEE Transaction on Magnetics, pp 1883-1885, 1985.

(Aström e Hägglund, 1995); Aström K.J. e Hägglund T.; “PID Controllers-Theory, Design and Tunning”; second edn, Instrument Society of América, PO Box 12277, USA.

(Baltazar et all, 2003); Baltazar P., Silviano R., A.J.Pires, P.J.Costa Branco; “Obtaining the Magnetic Characteristics of an 8/6 Switched Reluctance Machine: FEM Analysis and Experimental Tests”; in IEEE-ISIE’03 Conference’2003, Brasil, June 2003.

(Bateman *et al.*, 2009); Bateman C.J., Mecrow B.C., Clothier A.C., Acarnley P.P. e Tuftnell N.D. ; ”Sensorless Operation Of An Ultra High-Speed Switched Reluctance Machine”; Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE’2009, pp 3992-3999, Sept. 2009.

- (Bengiamin e Kauffmann, 1984); Bengiamin N. e Kauffmann B.; “Variable Structure Position Control”; IEEE Control Systems Magazine, Vol 4, N° 3, pp 3-8, Aug. 1984.
- (Bertoszewicz, 1998); Bertoszewicz A.;” Discrete-Time Quasi-Sliding-Mode Control Strategies”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 45, N° 4, pp 633-637, Aug 1998.
- (Bose et al., 1986); K.Bose, T. J. Miller,P.Szczesny e W. H. Bicknell; ”Microcomputer control of switched reluctance Motor”; IEEE Transactions on Industry applications, Vol IA-22, n° 4 , pp 708-715.
- (Brisset e Brochet, 1998); Brisset S. e Brochet P.; “Optimization of Switched Reluctance Motors Using Deterministic Methods with Static and Dynamic Finite Element Simulations”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol 34, N° 5, pp 2853-2856, Sep 1998.
- (Byrne e Devitt , 1985) J.V. Byrne e F. Devitt; ”Design and Performance of a Saturable Variable Reluctance Servo Motor”; Proceedings of Motorcon Conference, pp 139-146, October, 1985.
- (Cai-hong et al, 2009); Cai-Hong. Z.,Cun-Chen. G. e De-Wen Z.;” Variable structure control design for uncertain discrete systems with time-delays”; International Conference on Networking, Sensing and Control; pp 363-367, 2009
- (Cailleux *et al.*, 1993); Cailleux H., Le Pioufle B., Multon B. e Sol C.; “A Precise Analysis of the Phase Commutation for the Torque Nonlinear Control of a Switched Reluctance Motor - Torque Ripples Minimization”, Proceedings of International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON'93, Vol.3, pp 1985-1990, Nov 1993.
- (Cavallaro et al., 1990) C. Cavallaro, A. Ferrero e A. Raciti; “Experimental Determination of the Saturation Curves in Variable Reluctance Motors”, IMACS – TC1 Nancy, pp 443-448, September, 1990.
- (Chancharoensook e Rahman, 2001); Chancharoensook P. e Rahman M.F.; “Magnetization and static torque characterization of a four-phase switched

- reluctance motor: experimental investigations”, Proceedings of the 4th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2001, Vol 2, pp 456-460, Oct 2001.
- (Chen *et al.*, 2010); Chen Hao, Xiuli Ju, Gu Jason, Pude Yu e Liang Qu; “Simulation of Switched Reluctance machine with the Operation at Four-Quadrant”, Proceedings of the 8th World Congress on Intelligent Control and Automation, WCICA’2010, pp 1485-1490, Jul 2010.
- (Cundev e Petkovska, 2003); Cundev M. e Petkovska, L.; “Transient Analysis Of A Switched Reluctance Motor Based On 3D Finite Element Method;” 6th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003., Vol. 2, pp.765–768, Nov 2003, Beijing, China.
- (DeCarlo e Drakunov , 1994); DeCarlo R. e Drakunov S.;”Sliding Mode Control Design Via Lyapunov Approach”; Proceedings of the 33th IEEE Conference on Decision and Control, Vol 2, pp 1925-1930, Dec 1994.
- (Dunlop e Marvelly, 1987); Dunlop G.R. e Marvelly J.D.; “Evaluation of a Self Commutated Switched Reluctance Motors”; Proceedings of the Conference on Electrical Machines, pp 317-320, 1987.
- (Eastham et al., 1990); Eastham A.R., H. Yuan, GE Dawson, PC Choudhury and PM Cusak; ”A finite element evaluation of Pole shaping in SRM”; Electrosoft, Vol. 1 , pp 55-67,1990.
- (Elliott et al., 1995); C.R. Elliot, J.M. Stephenson e M.L. McClelland; “Advances in Switched Reluctance Drive System Dynamic Simulation”; EPE’95, Vol. 3, pp 622-626, Sevilla, 1995.
- (Elmas et al., 1992) Elmas C., Zelaya De La P.; “A DSP Controller Switched Reluctance Drive System For a Wide Range of Operating Speeds”, Proceedings of the 23rd Conference on Power electronics Specialists, PESC’92, Vol. 2, pp. 844-850, Jul 1992.
- (Elmas e Parra, 1996); Elmas C. e Zelaya-De La Parra H.; ”Application of a Full-Order Extended Luenberger Observer for a Position Sensorless Operation of a

- Switched Reluctance Motor Drive”; Proceedings of the Control Theory and Applications, Vol 143, N° 5, pp 401-408, Sep 1996
- (Ehsani e Fahimi, 2002); Ehsani M. e Fahimi B.; “Elimination Of Position Sensors In Switched Reluctance Motor Drives: State Of The Art And Future Trends”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 49, N° 1, pp 40-47, Feb 2002.
- (Ehsani *et al.*, 1992); Ehsani M., Husain I. e Kulkarni A.B.; “Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 28, N° 1, pp 128-135, Jan/Feb 1992.
- (Ehsani e Husain, 1993); Ehsani, M. Husain, I.; “Simplification of Switched Reluctance Motor Drives For Commercial Applications”; Proceedings of the 2nd International Technical Power Electronics Congress, CIEP’93, pp 30-43, Aug 1993.
- (Ehsani *et al.*, 1994); Ehsani M., Husain I., Mahajan S. e Ramani K.R.; “New Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motors”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 30, N° 1, pp 85-91, Jan/Feb 1994.
- (Enayati e Saghaiannejad, 2006); Enayati B. e Saghaiannejad S.M.; “Sensorless Position Control of Switched Reluctance Motors Based On Artificial Neural Networks”; IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE’06, Vol 3, pp 2266-2271, Jul 2006.
- (Ertugrul e Kaynak, 1998); Ertugrul M. e Kaynak O.;” Neural Computation of the Equivalent Control in Sliding Mode for Robot Trajectory Control Applications”, Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 3, pp 2042-2047, May 1998
- (Fahimi et al.,1998); B. Fahimi, G. Suresh, J. Mahdavi e M. Ehsani; “A New Approach to Model Switched Reluctance Motor Drive: Application to Dynamic performance Prediction, control and Design”; IEEE PESC 1998 Conference Records, pp 248-254.

- (Fahimi *et al.*, 2000) Fahimi B., Suresh G. e Ehsani M.; “Review Of Sensorless Control Methods In Switched Reluctance Motor Drives”; Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference, vol.3, pp 1850–1857, Oct 2000.
- (Fahimi *et al.*, 2000); Fahimi B.; Suresh G. e Ehsani M.; "Review Of Sensorless Control Methods In Switched Reluctance Motor Drives", Proceedings of the IEEE Conference in Industry Applications, Vol 3, pp 1850-1857, Oct. 2000.
- (Fahimi *et al.*, 2004); Fahimi B., Emadi A. e Sepe B.Jr.; "Position Sensorless Control"; IEEE Industry Applications Magazine, Vol 10, N° 1, pp 40-47, Feb 2004.
- (Falahi e Salmasi, 2007); Falahi M. e Salmasi F.R.; "A sliding Mode Controller for Switched Reluctance Motor with Iterative learning Compensation"; Proceedings of International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS'07, pp 631-635, Oct 2007, Seoul.
- (Gao, 1993); Gao W.; “On the Design of Variable Structure Controller”; 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON'93, Vol. 3, pp 1943-1949, Nov. 1993.
- (Gao e Hung, 1993); Gao W. e Hung C.; "Variable Structure Control of Nonlinear System: a new approach"; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol 40, N° 1, pp 45-55, Feb. 1993.
- (Gao et al, 1995); Gao W., Wang Y. e Homaifa A.; “Discrete-time variable structure control systems”; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol 42, N° 2, pp 117-122, Apr. 1995.
- (Gao *et al.*, 2001); Gao H., Salmasi F.R. e Ehsani M.; "Sensorless control of SRM at Standstill", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2001, Vol 2, pp 850- 856, Mar 2001.
- (Guoqin et al, 2004); Guoqin G.; Yukun S.; Deming W.; “Biologically inspired sliding mode control of switched reluctance motor”; 8th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, ICARCV 2004; Vol. 3, pp 2150–2154, Dec. 2004.

- (Greenhough, 1996) P. Greenhough, "Switched Reluctance Variable Speed Drives - A Focus on Applications, Mining "; Technology, pp. 107-110, April 1996.
- (Gribble et al., 1999); Gribble J.J., Kjaer P.C. e Miller T.J.E.; "Optimal Commutation in Average Torque Control of Switched Reluctance Motors", Proceedings of the Conference on Electric Power Applications, Vol 146, n° 1, pp 1350-1352, Jan 1999.
- (Hai-Jin *et al.*, 2009) Hai-Jin C., Long-Xing S., Rui Z. e Wei-Ping J.: "A Robust Non-Reversing Starting Scheme for Sensorless Switched Reluctance Motors"; Proceedings of the International Conference on Mechatronics and Automation, ICMA'09, pp 2297-2301, Aug 2009.
- (Harris e Lang, 1990); Harris W.D. e Lang J.H.; "A Simple Motion Estimator for Variable-Reluctance Motors"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 26, N° 2, pp 237-243, Mar/Apr 1990
- (Hedland, 1986); Hedland B.G.; "A Method and a Device For Sensorless Control of a Reluctance Motor"; International Patent, WO 91/02401, 1986.
- (Henao et al, 1997); H. Henao, G.A. Capolino, E. Bassily e M. Poloujadoff; "A New Control Angle Strategy for Switched Reluctance Motor"; EPE'97, Trondheim, Vol. 3, pp 613-618, 1997.
- (Ho et al, 2004); Ho H.F., Wong Y.K. e Rad A.B. ;"Adaptive Fuzzy sliding Mode Control Design: Lyapunov Approach"; 5th Asian Conference Control, Vol 3, pp 1502-1507, Jul 2004.
- (Hossain *et al.*, 2003); Hossain S.A., Husain I., Klode H., Lequesne B., Omekanda, A.M. e Gopalakrishnan S.; "Four-Quadrant And Zero-Speed Sensorless Control of A Switched Reluctance Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 39, N° 5, pp 1343 – 1349, Sept 2003.
- (Hossain, 2003); Hossain S.A., Husain I.; "Outer Loop Controller Design of a Switched Reluctance Motor Driven System", Proceedings of the 38th Conference in Industry Applications, Vol 1, pp 486 – 491, Oct 2003.

- (Hung et al, 1993); Hung Y., Gao W. e Hung C.; "Variable structure control: A survey"; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol 40, N° 1, pp 2-22, Feb. 1993.
- (Husain e Ehsani, 1994); Husain I. e Ehsani M.; "Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 30, N° 3, pp 665-672, May/Jun 1994.
- (Husain, 1996); Husain I.; "An overview of indirect rotor position sensing techniques for switched reluctance motors," International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems – ELECTROMOTION, Vol. 3, No. 2, pp. 94-102, June, 1996.
- (Husain e Islam, 2001); Husain, I. e Islam M.S.; "Observers For Position And Speed Estimations In Switched Reluctance Motors"; Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, Vol 3, pp 2217 – 2222, Dec. 2001.
- (Islam et al, 2003); Islam M.S., Husain I., Veillette R.J. e Batur C.; "Design and Performance Analysis of Sliding-Mode Observers for Sensorless Operation of Switched Reluctance Motors"; IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol 11 , N° 3, pp 383–389, May 2003.
- (Jingwen et al., 2008); Jingwen T., Hao W. e Meijuan G.; "Control System for Switched Reluctance Motor Based on Embedded System"; International Conference on Embedded Software and Systems, ICES'08, pp,404 – 409, Jul 2008. Sichuan, China.
- (Kai et al., 2006); Kai X., Qionghua Z., Zhiyuan M., Shuanghong W. e Jianbo S.; "Sensorless Position Estimation of Switched Reluctance Motors Based on Gradient of Phase Current"; Proceedings of the International Conference on Industrial Technology, ICIT 2006, pp 2509-2513, Dec 2006.
- (Kawamura, 1994); Kawamura A.; "Survey of Position Sensorless Switched Reluctance Motor Control"; 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, Vol 3, pp 1595-1598, Sept 1994.

- (Khalil *et al.*, 2005); Khalil A., Husain I., Hossain S.A., Gopalakrishnan S., Omekanda A.M., Lequesne B. e Klode H.;" A hybrid sensorless SRM drive with eight-and six-switch converter topologies"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 41, N° 6, pp 1647-1655, Nov/Dec 2005.
- (Khalil e Husain, 2007); Khalil A. e Husain I.;"A Fourier Series Generalized Geometry-Based Analytical Model of Switched Reluctance Machines"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 43, N° 3, pp 673-684, May/Jun 2007.
- (Khalil *et al.*,2007); Khalil A., Underwood S., Husain I., Klode H., Lequesne B., Gopalakrishnan S. e Omekanda A.M.; "Four-Quadrant Pulse Injection and Sliding-Mode-Observer-Based Sensorless Operation of a Switched Reluctance Machine Over Entire Speed Range Including Zero Speed"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 43, N° 3, pp 714-723, May/Jun 2007.
- (Kim *et al.*, 2000); Kim M., Shin J. e Lee J.;"Design of a Robust Adaptive Controller for a Mobile Robot"; Proceedings of International Conference On Intelligent Robots and Systems, Vol. 3, pp 1816-1826
- (Kjaer *et al.*, 1997a); Kjaer P.C., Gribble J.J. e Miller T.J.E.; "Dynamic Testing of Switched Reluctance Motors for High-Bandwidth Actuator Applications"; IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol 2, N° 2, pp 123-135, Jun 1997.
- (Kjaer *et al.*, 1997b); Kjaer P.C., Gribble J.J., Miller T.J.E.; "High Grade Control fo Switched Reluctance Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 33, N° 6, pp 1585– 1593, 1997.
- (Krisnhan, 2001) R. Krishnan; " Switched Reluctance Motor Drives", CRC Press 2001.
- (Krishnan, 2001a); R. Krishnan;"Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications, CRC Press, ISBN: 0-8493-0838-0, 2001, Virginia.

- (Krishnan, 2001b); Krishnan R.; "Sensorless Operation Of SRM Drives: R & D Status"; The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '01., Vol 2, pp 1498-1503, Nov/Dec 2001.
- (Lawrenson et al., 1980); P.J.Lawrenson, J.M.Stephenson,P:T: Blenkinsop, J.Corda e N.N. Fulton; "Variable Speed Switched Reluctance Motor"; IEE Proc., Vol 127, N° 4, pp 253-265, July 1980.
- (Lawrenson, 1992) P.J. Lawrenson; "A Brief Status Review of Switched Reluctance Drives"; EPE Journal, Vol. 2, N° 3, pp.133-144, October 1992.
- (Low *et al.*, 1995); Low T., Lin, H. e Chen S.;" Analysis And Comparison of Switched Reluctance Motors With Different Physical Sizes, Using A 2D Finite Element Method"; IEEE Transactions on Magnetics, Vol.31, N° 6, pp.3503-3505, Nov 1995.
- (Lupan et al.,1993); K. Lupan, J. Borka, L. Szamel; "Control Aspects of Switched Reluctance Motor Drives"; ISIE'93-Budapest, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Vol.1, pp. 296-300, June 1-3, 1993.
- (Lumsdaine e Lang); Lumsdaine A. e Lang J.H.; "State Observers for Variable Reluctance Motors"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 37, pp 133-142, Apr 1990.
- (Lyons *et al.*, 1991); Lyons J.P., MacMinn S.R. e Preston M.A.; "Flux-Current Methods For SRM Rotor Position Estimation"; Proceedings of the IEEE Conference Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp 482-487, Sept 1991.
- (Mademlis e Kioskeridis , 2009); Mademlis C. e Kioskeridis I.;"Position Control of Switched Reluctance Motors by Using an Online Fine-Tuning Regulator"; 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives, ELECTROMOTION 2009, pp 1–6, Jul 2009, Lille.
- (Mademlis e Kioskeridis , 2010); Mademlis C. e Kioskeridis I.;"Gain-Scheduling Regulator for High-Performance Position Control of Switched Reluctance Motor Drives"; Transactions on Industrial Electronics, Vol 57, N° 9, pp 2922-2931, Sept 2010.

- (Mehta e Bandyopadhyay, 2009); Mehta A.J. e Bandyopadhyay B.; "Frequency-Shaped Sliding Mode Control Using Output Sampled Measurements"; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 56, N° 1, Jan 2009.
- (Mese e Torrey, 2002); Mese E. e Torrey D.A.; "An Approach For Sensorless Position Estimation For Switched Reluctance Motors Using Artificial Neural Networks"; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 17, N° 1, pp 66-75, Jan. 2002.
- (Miller e Gilp, 1990); T.J.E. Miller e M. McGilp; "Nonlinear Theory of the switched Reluctance Motor for Rapid Computer-aided Design"; IEE Proceedings B, Vol. 137, n° 6, pp 337-347.
- (Miller, 1993); T.J.E. Miller; "Switched Reluctance Motor and their Control", Magna Physics Publication, Oxford Press, 1993.
- (Min-Huei *et al.*, 2007); Min-Huei K., Won-Sik B., Dong-Hee K. e Kyeong-Ho C.; "A High Performance Position Control System of Switched Reluctance Motor"; Power Conversion Conference. PCC '07 , pp 249-252, Apr 2007, Nagoya,.
- (Moghbelli et. al., 1988); H.H. Moghbelli, G.E. Adams e R.G. Hoft; "Prediction of the Instantaneous and Steady State Torque of the Switched Reluctance Motor Using the Finite Element Method (FEM)"; IEEE Industry Applications Society Conference Record, pp 59-70, October, 1988.
- (Mvungri e Stephenson, 1991); Mvungri H.N. e Stephenson J.M.; "Acurate Sensorless Rotor Position Detection in a SR Motor"; Proceedings of the 4th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'91, Vol 1, pp 390-393, Set 1991.
- (Nicolai, 1995) J. Nicolai; "Simplified Electronics Bring the Switched-Reluctance Motor to the Mass Market"; EPE '95 Sevilla Conference Records, Vol. 3, pp. 903, 1995
- (Panda e Amaratunga, 1993a); Panda S.K. e Amaratunga G.A.J.; "Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing of switched-reluctance motor drives. I. Analysis"; Proceedings of the International Conference on Electric Power Applications, Vol 140, N° 1, pp 80-88, Jan 1993.

- (Panda e Amaratunga, 1993b); Panda S.K. e Amaratunga G.A.J.; “Waveform Detection Technique For Indirect Rotor-Position Sensing Of Switched-Reluctance Motor Drives. II. Experimental Results”; Proceedings of the International Conference on Electric Power Applications, Vol 140, N° 1, pp 89-96, Jan 1993.
- (Parra e Elmas, 1991); H. Parra e Ç.Elmas; ”Computer Analysis of Drive Systems for the Switched Reluctance Motor”; EPE 91 , Vol 1, pp 360-365,1991.
- (Pollock e Williams, 1990) C. Pollock and B.W. Williams; “Power Converter Circuits for Switched Reluctance Motors with the Minimum Number of Switches”; IEE Proceedings, Vol. 137, Part B, No. 6, pp. 373-384, November 1990.
- (Pollock e Wu, 1997); C. Pollock e C.Y.Wu; “Acoustic Noise Cancellation Techniques for Switched Reluctance Drives”; IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 33, N° 5, pp 477-484,1997.
- (Qiushuang et al, 2009); Qiushuang S.; Xing W.; Ruiling G.; lingguo C.; Liang G.;”Simulation of Sliding Mode + PI Control for the Double Switched Reluctance Motors Drive System; IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC’09, pp 2072-2076, May 2009, Wuhan.
- (Rafael *et al.*, 2009); Rafael S., Branco P. e Pires A.J.; ”Position Control Of An 8/6 Switched Reluctance Machine Without Current Sensor”; Proceedings of the International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG’09, pp 327-330, Mar 2009.
- (Ray e Al-Bahadly, 1993); Ray W.F e Al-Bahadly I.H.; “Sensorless Methods For Determining The Rotor Position Of Switched Reluctance Motors”; proceedings of the 5th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE’93, Vol 6, pp 7-13, Sep 1993.
- (Reay *et al.*,1995); Reay D.S., Mirkazemi-Moud M. e Williams B.W.; ”On the Appropriate uses of Fuzzy Systems: Fuzzy Sliding Mode Position Control of a Switched Reluctance Motor”; Proceedings of the International Symposium on Intelligent Control, pp 371-376, Aug 1995, Monterey, Canada.

- (Rehman e Taylor, 1996); Rehman S. e Taylor D.G.; "Issues In Position Estimation Of SR Motors"; Proceedings of the 27th Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists, PESC '96, Vol 1, pp 337-343, Jun 1996.
- (Salmasi *et al.*, 1994); Salmasi F.R., Fahimi B., Gao H. e Eshani M.; "Robust Sensorless Rotor Position Detection In Switched Reluctance Motors For Low Speed Applications"; IEEE 32nd Annual Conference on Power Electronics Specialists, PESC. 2001, Vol 2, pp 839–843, Jun 2001, Vancouver.
- (Sarpturk et al, 1987); Sarpturk S., Istefanopulos Y. e Kaynak, O.; "On the stability of discrete time sliding mode control systems"; IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 32, N° 10, pp 930-932, 1987.
- (Siadatan *et al.*, 2007); Siadatan A., Afjei E. e Ataei S.; "Rotor position detection using modified amplitude modulation (AM) in SRM drives"; International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP '07, pp 262-266, Sept. 2007.
- (ShyShenq e Wenwei, 1996); ShyShenq P. e Wenwei W. ; "Indirect Rotor Position Sensing For Switched Reluctance Motor Using Search Coil"; Proceedings of the Conference on Electrical and Computer Engineering, Vol 2, pp 939-942, May 1996.
- (Silviano et al., 2003); Silviano R., A.Pires e Paulo J.C. Branco; "Implementation of an 8/6 Switched Reluctance mosfet Current Controller: Simulation Study And Experimental Tests"; "; in IEEE-ISIE'03 Conference'2003, Brasil, June 2003.
- (Slotine, 1984); Slotine J.; "Sliding Mode Design for Non-Linear Systems", International Journal of Control, Vol 40, N° 2, pp 421-434, 1984, Taylor & Francis.
- (Slotine, 1985); Slotine J.; "Robustness Issues in Robot Control", Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 2, pp 656-661, Mar 1985.
- (Slotine e Li, 1991); Slotine J. J. e Li W.; "Applied Nonlinear Control". Prentice-Hall, Inc, Inglewood Cliffs, New Jersey

(Suresh *et al.*, 1999); Suresh G., Fahimi, B., Rahman K.M. e Ehsani M.; "Inductance Based Position Encoding For Sensorless SRM Drives"; Proceedings of the 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 99, Vol 2 , pp 832 – 837, Jun 1999.

(Suresh *et al.*, 1999); Suresh G., Fahimi B., Rahman K.M., Ehsani M. e Panahi I.; " Four-Quadrant Sensorless SRM Drive with High Accuracy at All Speeds"; Fourteenth Conference and Exposition on Applied Power Electronics, APEC'99, vol.2, pp 1226-1231, Mar 1999

(Taylor, 1991); Taylor D.G.; "An Experimental Study on Composite Control of Switched Reluctance Motors", IEEE Magazine Control Systems, Vol 11, N° 2, pp 31-36, Feb 1991.

(Tzu-Shien e C. Pollock, 1997); Tzu-Shien C. e C. Pollock; "Robust Speed Control of a Switched Reluctance Vector Drive Using Variable Structure Approach"; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 44, n° 6, pp 800-808, December 1997.

(Utkin, 1977); Utkin, V.; "Variable Structure Systems with Sliding Mode."; IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 22, N° 2, pp 212-222.

(Utkin e Young, 1978); Utkin V. I. e Young K. D.; "Method for Constructing Discontinuity Planes in Multidimensional Variable Structure Systems", Automation and Remote Control, Vol 39, n° 10, pp 1466-1470, 1978

(Utkin, 1993c); Utkin V.I.; " Sliding Mode Control in Dynamic Systems"; Proceedings of the 32nd IEEE Conference on Decision and Control, Vol.3, pp 2446-2451, Dec 1993.

(Utkin, 1993b); Utkin V.I.; "Application Oriented Trends in Sliding Mode Control Theory"; Proceedings of the 19th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON '93., Vol 3, pp 1937-1942, Nov 1993. chatterring e observadores para modelos de ordem reduzida.

(Utkin, 1993a); Utkin V.I.; " Sliding Mode Control Design Principles And Applications To Electric Drives"; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 40, N°

- 1, pp 23-26, Feb 1993. ordem reduzida, rejeição á perturbação, insesibilidade à variação de parametros e implementação simples.
- (Utkin e Hoon, 2006); Utkin V e Hoon L.; "Chattering Problem in Sliding Mode Control Systems", International Workshop on Variable Structure Systems, VSS'06, pp 346–350, Jun 2006, Sardinia.
- (Vijayakumar *et al.*, 2009); Vijayakumar K., Karthikeyan R. e Arumugam, R.;"Coupled Field Finite Element Analysis Of Switched Reluctance Motor With Soft Magnetic Composite Material For Thermal Characterization"; International Conference on Industrial and Information Systems, ICIIS 2009, pp. 532 – 535, Dec. 2009, Sri Lanka.
- (Vijayakumar *et al.*, 2008); Vijayakumar K., Karthikeyan R., Paramasivam S., Arumugam R. e Srinivas K.N.; "Switched Reluctance Motor Modeling, Design, Simulation, and Analysis: A Comprehensive Review", Magnetics, IEEE Transactions on, Vol 44, N° 12, pp 4605-4617, Dec 2008.
- (Vivekananda e Prabhakar, 2009); Vivekananda C. e Prabhakar R.; "A Redefined Discrete Quasi-Sliding Mode Strategy"; International Journal of Recents Trends in Engineering, Vol. 1, N° 3, May 2009.
- (Vukosavic e Stefanovic, 1991) Slobodan Vukosavic e Victor R. Stefanovic; "SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, N° 6, pp.1034-1047, Nov./December 1991.
- (Won-Sik *et al.*, 2006); Won-Sik B., Min-Huei K., Dong-Hee K., Kyeong-Ho C. e Don-Ha H.;"A High Performance Motion Control System of Switched Reluctance Motor"; 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '06, pp 1-5, Jun 2006, Jeju.
- (Wyk, 1994) J.D. Van Wyk; "Power Electronic Converters for Motion Control"; Proceedings of the IEEE, Vol. 82, N° 8, pp. 1164-1193, Aug. 1994.
- (Yang e Kim, 2000); Yang I.W., Kim Y.S.; "Rotor speed and position sensorless control of a switched reluctance motor using the binary observer"; IEE

Proceedings Electric Power Applications, Vol 147, N° 3, pp 220-226, May 2000.

(Yang *et al.*, 2004); Yang H.Y., Kim J.G., Lim Y.C., Jeong S.K.e Jung Y.G. ;” Position Detection and Drive of a Toroidal Switched Reluctance Motor (TSRM) Using Search Coils”; Proceedings of the IEE Electric Power Applications, Vol 151 , N° 4, pp 377-384, Jul 2004.

(Yang *et al.*, 2007); Yang A.Y., Zhang B.Y. e Wang C.S.; “Four quadrant Control of DSP-Based Switched Reluctance Drive for EV”, proceedings of the 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2007, pp 2162-2167, May 2007.

(Young e Ozguner, 1993); Young D. K. e Ozguner U.;”Frequency Shaping Compensator Design for Sliding Mode”, International Journal of Control, Vol 57, N° 5, pp 1005-1019, May 1993, Taylor & Francis.

(Young *et al.*, 1999); Young D. K., Utkin V. I. e Ozguner U.;”A Control Engineer’s Guide to Sliding Mode Control”; IEEE Transaction on Control System Technology, Vol 7, N° 3, pp 328-342, 1999.

(Yuefeng e Yihuang, 2005) Yuefeng Y. e Yihuang Z.: “Sliding Mode-PI control of Switched Reluctance Motor Drives for EV”; Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical machines and Systems, ICEMS’05, Vol 1, pp 603-607, Sept 2005