

Pedro Filipe da Costa Gonçalves

CONTROLO PREDITIVO DE UM ACIONAMENTO ELÉTRICO BASEADO NO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Outubro de 2013



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Controlo Preditivo de um Acionamento Eléctrico Baseado no Motor de Indução Trifásico

Pedro Filipe da Costa Gonçalves

Membros do Júri:

Presidente: Mário Gonçalo M. V. Silveirinha

Orientador: Sérgio Manuel Ângelo da Cruz

Vogal: Rui Alexandre de Matos Araújo

Outubro de 2013

Agradecimentos

Gostaria de começar por agradecer ao meu orientador, Sérgio Manuel Ângelo da Cruz, que me acompanhou durante a realização deste projeto, dedicando-me o seu tempo e atenção.

Do mesmo modo, gostaria de mostrar a minha apreciação pelos meios disponibilizados e equipamentos cedidos pela Universidade de Coimbra, mais especificamente o Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, sem os quais não seria possível a concretização da presente dissertação de mestrado.

Por último, gostaria de agradecer também à minha família, amigos e colegas o apoio manifestado durante a realização deste trabalho.

Resumo

O Capítulo 1, serve de introdução e lista as técnicas existentes mais relevantes de controlo de conversores de potência e acionamentos elétricos. Neste capítulo é também introduzido o método de Controlo Preditivo e as suas ramificações. São ainda explicadas as vantagens de implementação deste tipo de controlo nos conversores de potência e acionamentos elétricos.

O Capítulo 2 descreve os diferentes métodos de Controlo Preditivo aplicados aos conversores de potência e acionamentos elétricos e trata do estudo do Controlo Preditivo de Modelo (MPC) na sua forma discreta, o Controlo Preditivo de Modelo de Estados Finitos (FS-MPC). É ainda apresentada uma perspetiva histórica deste tipo de controlo, enquadrando-o com a tecnologia atual no domínio das plataformas de controlo digital.

No Capítulo 3 é estudada a implementação do FS-MPC do motor de indução trifásico alimentado por um inversor trifásico de 2 níveis. Nesta secção é apresentado o Controlo Preditivo de Binário (PTC), muito semelhante ao Controlo Direto de Binário (DTC), que faz uso de um modelo dinâmico do motor de indução para determinar o vetor de tensão a aplicar aos enrolamentos estatóricos. É também abordada a compensação do atraso introduzido pela execução do algoritmo de controlo e por fim é sugerida uma estratégia de compensação de atraso alternativa e melhorada.

O Capítulo 4 apresenta os resultados de simulação em regime permanente relativamente à aplicação da estratégia de controlo PTC no motor de indução de indução alimentado por um inversor trifásico de dois níveis. São também analisados resultados relativos ao PTC com compensação de atraso e é feita a comparação com o caso sem compensação.

No capítulo 5, inicialmente é feita uma breve descrição da constituição do acionamento elétrico e são apresentados os resultados experimentais obtidos em diferentes regimes de funcionamento para várias condições de carga e velocidade. São também discutidas algumas questões de otimização e alguns problemas de implementação práticos, acompanhados de resultados experimentais.

O Capítulo 6 contém as principais conclusões retiradas da realização deste trabalho e algumas sugestões de trabalho futuro.

Abstract

Chapter 1 serves as an introduction and lists the most relevant control techniques used in power converters and electric drives. In this chapter it is also introduced the Predictive Control Method and its ramifications. The advantages of implementing Predictive Control in power systems and electric drives are also addressed.

Chapter 2 describes the different methods of Predictive Control of power converters and electrical drives and gives emphasis to the Model Predictive Control (MPC) in its discrete form, Model Predictive Control of Finite State (FS-MPC). This chapter also provides a historical background about this control technology and its implementation in a digital control platform.

In Chapter 3 it is studied the implementation of the FS-MPC of an induction motor fed by a two level three phase inverter. This section presents the Predictive Torque Control (PTC), very similar to the Direct Torque Control (DTC), which makes use of a dynamic model of the induction motor to determine the voltage vector to be applied to the stator windings of the motor. It is also addressed the compensation of delay introduced by the algorithm execution and it is proposed an alternative and improved strategy of delay compensation.

Chapter 4 presents the simulation results in steady state regarding the application of the PTC control strategy to the induction motor fed by a two level three-phase inverter. Also, the results obtained for the PTC with delay compensation are analyzed and compared to the case where the compensation is not performed.

In Chapter 5, first gives a brief description of the constitution of the electric drive and presents the experimental results obtained in different operating regimes for various conditions of load and speed. There are also discussed some optimization issues and some practical problems of implementation, accompanied by experimental results.

Chapter 6 contains the main conclusions drawn from this work and some suggestions for future work.

Índice

1. Introdução.....	1
1.1 Âmbito do trabalho desenvolvido	1
1.2 Estratégias de controlo de acionamentos elétricos.....	2
1.3 Motivação para o uso do controlo preditivo	4
2. Controlo Preditivo.....	6
2.1 Controlo preditivo baseado em modelos.....	10
2.2 Controlo preditivo baseado em modelos de acionamentos elétricos	11
2.2.1 Esquema geral de controlo.....	12
2.2.2 Projeto do controlador.....	14
3. Controlo preditivo de um motor de indução trifásico	16
3.1 Modelo do acionamento elétrico.....	17
3.2 Controlo preditivo de binário de um motor de indução	19
3.3 Estimação dos fluxos	21
3.4 Predições do fluxo estatórico e do binário eletromagnético	22
3.5 Função custo	24
3.6 Compensação do atraso devido à execução do algoritmo.....	25
3.7 Método alternativo de compensação do atraso	27
4. Resultados de simulação	29
4.1 Funcionamento do acionamento em regime permanente.....	29
4.2 Compensação do atraso no modelo de simulação.....	34
5. Resultados experimentais	38
5.1 Componentes e controlo do acionamento elétrico em tempo real	38
5.2 Funcionamento do acionamento em regime permanente.....	41

5.3	Compensação do atraso na vertente experimental	45
5.4	Escolha do peso relativo do binário na função custo	49
5.5	Funcionamento do acionamento em regime dinâmico.....	50
5.5.1	Degrau de binário	50
5.5.2	Degrau de velocidade.....	51
5.5.3	Inversão do sentido de rotação.....	52
5.6	Otimização da função custo	54
5.7	Efeito do erro de parâmetros do motor.....	55
6.	Conclusões.....	58
	Referências.....	61
	Anexo A – Parâmetros do acionamento elétrico	65
A.1	Parâmetros do motor de indução trifásico	65
A.2	Parâmetros do inversor trifásico	66
A.3	Parâmetros utilizados no sistema de controlo.....	66
	Anexo B – Modelo de simulação	67
	Anexo C – Componentes constituintes do acionamento elétrico	69
C.1	Montagem laboratorial dos motores de indução	69
C.2	Inversor trifásico	70
C.3	Variador eletrónico de velocidade	70
C.4	Circuito de medição e acondicionamento	71
C.5	Plataforma de controlo	72
C.6	Painel de controlo.....	73
	Anexo D – Modelo do controlador.....	75
D.1	Sem compensação de atraso.....	75
D.2	Com compensação de atraso.....	77
D.3	Com compensação de atraso alternativa.....	77

Índice de figuras

Fig. 1 – Métodos de controlo utilizados em conversores de potência e acionamentos elétricos [6].	2
Fig. 2 - Características dos conversores de potência e acionamentos elétricos que reforçam o uso de uma estratégia de controlo preditivo [10]......	5
Fig. 3 - Classificação dos métodos de controlo preditivo usados na eletrónica de potência [9].....	6
Fig. 4 - Princípio da estratégia horizonte precedente para $N=3$ [9]......	11
Fig. 5 - Controlo preditivo de corrente de um motor de indução usando o controlo vetorial para obtenção das componentes em eixos dq da corrente estatórica de referência [33]......	12
Fig. 6 - (a) Inversor trifásico de 2 níveis; (b) Vetores de tensão gerados à saída do inversor [26].	17
Fig. 7 - Esquema do Controlo Preditivo de Binário [39]......	20
Fig. 8 - Esquema do estimador de fluxo híbrido [45]......	21
Fig. 9 - Diagrama temporal do PTC.....	25
Fig. 10 - Diagrama temporal do PTC com compensação do atraso devido ao tempo execução do algoritmo.	26
Fig. 11 - Exemplo de amostragem sincronizada e não sincronizada.	27
Fig. 12 - Diagrama temporal do PTC com compensação alternativa do atraso.....	28
Fig. 13 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 600 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico estimado.	30
Fig. 14 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1000 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.....	31
Fig. 15 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.....	31
Fig. 16 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 600 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de	

alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	32
Fig. 17 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1000 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	32
Fig. 18 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	33
Fig. 19 - Resultados obtidos com o modelo de simulação sem compensação de atrasos para o funcionamento em regime permanente: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	34
Fig. 20 - Resultados obtidos com o modelo de simulação com compensação de atrasos para o funcionamento em regime permanente: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	35
Fig. 21 - Montagem experimental.	39
Fig. 22 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 600 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	41
Fig. 23 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1000 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	42
Fig. 24 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	42
Fig. 25 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 600 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico estimado.	43

Fig. 26 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1000 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico estimado.	43
Fig. 27 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico estimado.	44
Fig. 28 - Resultados experimentais para o funcionamento controlado pela estratégia PTC sem compensação do atraso: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	45
Fig. 29 - Resultados experimentais para o funcionamento controlado pela estratégia PTC com compensação do atraso: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	46
Fig. 30 - Resultados experimentais para o funcionamento controlado pela estratégia PTC com compensação do atraso alternativa: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.	46
Fig. 31 - Influência do peso relativo do binário em relação ao fluxo nos erros do fluxo estatórico e binário nas três variantes do PTC: (a) sem compensação de atraso; (b) com compensação de atraso; (c) com compensação de atraso alternativa.	49
Fig. 32 - Resultados experimentais para o teste do impacto de carga com o acionamento controlado através da estratégia PTC com compensação de atraso: (a) velocidade de rotação; (b) binário eletromagnético.	50
Fig. 33 - Resultados experimentais para o teste do impacto de carga com o acionamento controlado através da estratégia PTC com compensação de atraso alternativa: (a) velocidade de rotação; (b) binário eletromagnético.	51
Fig. 34 - Representação temporal da velocidade do rotor do motor e respetiva referência com o acionamento controlado através da estratégia: (a) PTC com compensação de atraso; (b) PTC com compensação de atraso alternativa.	51
Fig. 35 - Representação temporal da velocidade do rotor do motor e respetiva referência com malha de velocidade otimizada e acionamento controlado através da estratégia: (a) PTC com compensação de atraso; (b) PTC com compensação de atraso alternativa.	52

Fig. 36 - Resultados experimentais relativos ao teste de inversão do sentido de rotação com a estratégia PTC com compensação de atraso: (a) velocidade de rotação; (b) binário eletromagnético; (c) corrente de alimentação.....	53
Fig. 37 - Resultados experimentais relativos ao teste de inversão do sentido de rotação com a estratégia PTC com compensação de atraso alternativa: (a) velocidade de rotação; (b) binário eletromagnético; (c) corrente de alimentação.....	53
Fig. 38 - Influência do peso relativo do binário em relação ao fluxo nos erros do fluxo estatístico e binário no acionamento controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso alternativa e uso do erro quadrático nos termos da função custo.....	54
Fig. 39 - Corrente de alimentação do acionamento é controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso alternativa em regime permanente com o valor original da indutância de magnetização e variações de $\pm 20\%$ do seu valor.....	55
Fig. 40 - Corrente de alimentação do acionamento é controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso alternativa em regime permanente com o valor original da indutância de fugas e variações de $\pm 20\%$ do seu valor.....	56
Fig. 41 - Corrente de alimentação do acionamento é controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso alternativa em regime permanente com o valor original da constante de tempo do rotor e variações de $\pm 20\%$ do seu valor.....	57
Fig. 42 - Modelo de simulação computacional da estratégia de controlo PTC aplicada ao motor de indução trifásico.....	67
Fig. 43 - Montagem laboratorial dos motores de indução: (a) Carga mecânica controlada pelo VSD; (b) Acoplamento semiflexível; (c) Motor controlado através do PTC.....	69
Fig. 44 - Ponte inversora.....	70
Fig. 45 - Variador eletrónico de velocidade.....	71
Fig. 46 - Circuito de medição e acondicionamento de sinais.....	71
Fig. 47 - Painel de ligação de entradas e saídas da plataforma de controlo.....	72
Fig. 48 - Painel de controlo: (a) Modelo do controlador; (b) Painel do ControlDesk; (c) Controladores remotos do VSD.....	73
Fig. 49 - Painel construído através do programa ControlDesk.....	74
Fig. 50 - Modelo do controlador para a estratégia PTC sem compensação de atraso.....	75
Fig. 51 - Modelo do controlador para a estratégia PTC com compensação de atraso.....	77
Fig. 52 - Modelo do controlador para a estratégia PTC com compensação de atraso alternativa.....	78

Lista de tabelas

Tabela 1 - Objetivos de controlo do FS-MPC [26].....	15
Tabela 2 - Resultados obtidos com o modelo de simulação para os casos do PTC sem compensação de atraso e PTC com compensação de atraso.	36
Tabela 3 - Resultados obtidos para a amplitude dos harmónicos da corrente de alimentação em relação à componente fundamental.	37
Tabela 4 - Resultados obtidos com o funcionamento do acionamento em regime permanente para os casos do PTC sem compensação de atraso e PTC com compensação de atraso.	47
Tabela 5 - Amplitude dos harmónicos da corrente de alimentação de motor da fase a para as três variantes do PTC.	48
Tabela 6 – Resultados obtidos para os erros das variáveis controladas e distorção harmónica da corrente ao variar o parâmetro da indutância de magnetização.	56
Tabela 7 - Resultados obtidos para os erros das variáveis controladas e distorção harmónica da corrente ao variar o parâmetro da indutância transitória do estator.	57
Tabela 8 - Resultados obtidos para os erros das variáveis controladas e distorção harmónica da corrente ao variar o parâmetro da constante de tempo do rotor.	57
Tabela 9 - Parâmetros do motor de indução controlado pela estratégia PTC.	65

Lista de símbolos

\underline{a}	Operador complexo $\exp(j \cdot 2\pi / 3)$	
\mathbf{C}	Matriz de saída	
C_{bus}	Capacidade dos condensadores ligados ao barramento DC	F
\mathbf{D}	Matriz de avanço	
E_{Fs}	Valor eficaz do erro do fluxo estatórico do motor	%
E_T	Valor eficaz do erro do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor	%
\underline{e}	Vetor espacial da força eletromotriz dos enrolamentos estatóricos do motor	V
f_n	Frequência nominal de alimentação do motor	Hz
g	Função custo relativa ao controlo preditivo de binário	
g_f	Função custo relativa ao controlo da frequência de comutação	
g_i	Função custo relativa ao controlo de corrente	
g_P	Função custo relativa ao controlo da potência ativa	
g_{PCC}	Função custo relativa ao controlo de corrente e potência reativa	
g_Q	Função custo relativa ao controlo da potência reativa	
g_T	Função custo relativa ao controlo do binário eletromagnético	
g_v	Função custo relativa ao controlo da tensão de alimentação	
g_{ψ_s}	Função custo relativa ao controlo do fluxo magnético	

I_{as}	Valor eficaz da corrente de alimentação da fase a do motor	A
$I_{as,1}$	Valor eficaz do termo fundamental da corrente de alimentação da fase a do motor	A
I_n	Valor eficaz da corrente nominal do motor	A
i	Estado de comutação do inversor trifásico	
i_{as}	Corrente de alimentação da fase a do motor	A
i_{bs}	Corrente de alimentação da fase b do motor	A
\underline{i}_s^r	Vetor espacial da corrente dos enrolamentos estatóricos num referencial rotórico	A
\underline{i}_e	Vetor espacial das correntes de entrada do conversor matricial	A
\underline{i}_r	Vetor espacial da corrente dos enrolamentos rotóricos (referida ao estator)	A
\underline{i}_{rede}	Vetor espacial das correntes de alimentação	A
\underline{i}_s	Vetor espacial da corrente dos enrolamentos estatóricos	A
\underline{i}_s^*	Valor de referência do vetor espacial da corrente dos enrolamentos estatóricos	A
$\underline{i}_s^p(k+1)$	Vetor espacial da corrente do estator prevista para o instante $k+1$	A
$\underline{i}_s^p(k+2)$	Vetor espacial da corrente do estator prevista para o instante $k+2$	A
$\underline{i}_s^p(k+2.5)$	Vetor espacial da corrente do estator prevista para o instante $k+2.5$	A
$i_{s\alpha,\beta}^p$	Componentes $\alpha\beta$ da corrente estatórica prevista	A
\underline{i}_s^{s*}	Valor de referência do vetor espacial da corrente dos enrolamentos estatóricos num referencial síncrono	A

$i_{s\alpha,\beta}^*$	Valor de referência das componentes $\alpha\beta$ da corrente estatórica	A
\mathbf{J}	Vetor da função custo	
J	Momento de inércia do rotor do motor	$\text{Kg} \cdot \text{m}^2$
j	Operador complexo onde $j^2 = -1$	
k	Múltiplo do instante de amostragem	
k_r	Fator de acoplamento do rotor	
k_1	Ganho proporcional do controlador PI do estimador híbrido de fluxo	
k_2	Ganho integral do controlador PI do estimador híbrido de fluxo	
L_m	Indutância de magnetização do motor	H
L_r	Indutância dos enrolamentos do rotor do motor	H
L_s	Indutância dos enrolamentos do estator do motor	H
L_σ	Indutância transitória do estator do motor	H
m	Índice da amostra do sinal recolhido a analisar	
N	Múltiplo do instante de amostragem que define o comprimento do horizonte de predição	
N_s	Número de amostras do sinal a analisar	
n	Número de estados de comutação do conversor de potência	
n_n	Velocidade nominal de rotação do rotor do motor	rpm
n_m	Velocidade de rotação do rotor do motor	rpm
P^p	Potência ativa prevista	W

P^*	Valor de referência da potência ativa	W
P_n	Potência mecânica nominal do motor	W
p	Número de pares de polos do motor	
Q^p	Potência reativa prevista	VAr
$Q^p(k+1)$	Potência reativa prevista para o instante $k+1$	VAr
Q^*	Valor de referência da potência reativa	VAr
R_{bus}	Resistência de carga ligada ao barramento DC	Ω
R_r	Resistência dos enrolamentos rotóricos do motor	Ω
R_s	Resistência dos enrolamentos estatóricos do motor	Ω
R_σ	Resistência de fugas	Ω
S	Vetor dos sinais de comando do inversor trifásico	
S_i	Vetor dos sinais de comando do inversor trifásico correspondente ao estado de comutação i	
$S(k)$	Vetor dos sinais de comando do inversor trifásico a aplicar em k	
$S(k+1)$	Vetor dos sinais de comando do inversor trifásico a aplicar em $k+1$	
s	Operador complexo da transformada de Laplace	
S_a	Sinal de comando do IGBT superior do braço a do inversor	
S_b	Sinal de comando do IGBT superior do braço b do inversor	
S_c	Sinal de comando do IGBT superior do braço c do inversor	
T	Binário eletromagnético desenvolvido pelo motor	N·m

T^p	Binário eletromagnético previsto	$N \cdot m$
T^*	Valor de referência do binário eletromagnético	$N \cdot m$
$\hat{T}(k)$	Binário eletromagnético estimado para o instante k	$N \cdot m$
$T^p(k+1)$	Binário eletromagnético previsto para o instante $k+1$	$N \cdot m$
$T^p(k+2)$	Binário eletromagnético previsto para o instante $k+2$	$N \cdot m$
$T^p(k+2.5)$	Binário eletromagnético previsto para o instante $k+2.5$	$N \cdot m$
T_L	Binário de carga aplicado ao motor	$N \cdot m$
$\hat{T}[m]$	Binário eletromagnético estimado da amostra m	$N \cdot m$
T_n	Binário eletromagnético nominal	$N \cdot m$
T_s	Tempo de amostragem do sistema	s
$\mathbf{U}(k)$	Matriz das sequências de atuação ótimas no instante k	
$\mathbf{U}(k+1)$	Matriz das sequências de atuação ótimas no instante $k+1$	
$\mathbf{u}(k)$	Vetor das variáveis de atuação ótimas no instante k	
$\mathbf{u}(k+1)$	Vetor das variáveis de atuação ótimas no instante $k+1$	
$\mathbf{u}(k+N)$	Vetor das variáveis de atuação ótimas no instante $k+N$	
V_{DC}	Tensão do barramento DC do inversor trifásico	V
V_n	Valor eficaz da tensão nominal composta do motor	V
v_{abs}	Tensão composta entre as fases a e b do estator do motor	V
v_{bcs}	Tensão composta entre as fases b e c do estator do motor	V

v_{aN}	Tensão fase-neutro do ramo a do inversor trifásico	V
\hat{v}_{as}	Tensão simples estimada da fase a do motor	V
v_{bN}	Tensão fase-neutro do ramo b do inversor trifásico	V
v_{cN}	Tensão fase-neutro do ramo c do inversor trifásico	V
\underline{v}_e	Vetor espacial das tensões de aplicadas ao conversor matricial	V
\underline{v}_{rede}	Vetor espacial das tensões da rede de alimentação	V
\underline{v}_s	Vetor espacial das tensões aplicadas ao estator do motor	V
$\hat{\underline{v}}_s$	Vetor espacial das tensões estimadas do estator do motor	V
$\underline{v}_s(k)$	Vetor espacial das tensões a aplicar ao estator do motor em k	V
$\underline{v}_s(k+1)$	Vetor espacial das tensões a aplicar ao estator do motor em $k+1$	V
\underline{v}_{si}	Vetor espacial das tensões aplicado ao estator do motor correspondente ao estado de comutação i	V
$\underline{v}_{sot}(k)$	Vetor espacial das tensões ótimas a aplicar ao estator no instante k	V
$\underline{v}_{sot}(k+1)$	Vetor espacial das tensões ótimas a aplicar ao estator no instante $k+1$	V
$v_{s\alpha,\beta}^p$	Valor previsto das componentes $\alpha\beta$ da tensão do estator	V
$v_{s\alpha,\beta}^*$	Valor de referência das componentes $\alpha\beta$ da tensão do estator	V
x	Número possível de estados de comutação em cada braço do inversor	
$\mathbf{x}(k)$	Vetor das variáveis de estado no instante k	
$\mathbf{x}(k+1)$	Vetor das variáveis de estado no instante $k+1$	
y	Número de fases de saída do conversor de potência	

$\mathbf{y}(k)$	Vetor de saída no instante k	
$\mathbf{\Gamma}$	Matriz de controlo/entrada do sistema	
θ_m	Posição angular elétrica do rotor do motor	Rad
λ_Q	Peso relativo da potência reativa no controlo preditivo de corrente	
λ_T	Peso relativo do binário no controlo preditivo de binário	
σ	Fator de dispersão do motor	
τ_r	Constante de tempo do rotor	s
τ_s	Constante de tempo do estator	s
τ_σ	Constante de tempo de fugas	s
$\mathbf{\Phi}$	Matriz da dinâmica do sistema	
φ_n	Desfasamento entre a tensão e a corrente de alimentação do motor a condições nominais	
$\underline{\psi}_r$	Vetor espacial do fluxo magnético rotórico (referido ao estator)	Wb
$\hat{\underline{\psi}}_r$	Vetor espacial do fluxo do rotor estimado (referido ao estator) através do estimador híbrido	Wb
$\underline{\psi}_r^p(k+1)$	Vetor espacial do fluxo do rotor previsto para o instante $k+1$	Wb
$\underline{\psi}_r^p(k+1.5)$	Vetor espacial do fluxo do rotor previsto para o instante $k+1.5$	Wb
$\hat{\underline{\psi}}_r^i$	Vetor espacial do fluxo do rotor estimado (referido ao estator) a partir do modelo de corrente do estimador de fluxo híbrido	Wb
$\hat{\underline{\psi}}_r^{r,i}$	Vetor espacial do fluxo do rotor num referencial rotórico calculado através do modelo de corrente do estimador de fluxo híbrido	Wb
$\underline{\psi}_s$	Vetor espacial do fluxo magnético estático	Wb

$\hat{\underline{\psi}}_s$	Vetor espacial do fluxo magnético estatórico estimado	Wb
$\underline{\psi}_s^p$	Vetor espacial do fluxo do estator previsto	Wb
ψ_s^*	Valor de referência do fluxo do estator	Wb
$\underline{\psi}_s^p(k+1)$	Vetor espacial do fluxo do estator previsto para o instante $k+1$	Wb
$\underline{\psi}_s^p(k+2)$	Vetor espacial do fluxo do estator previsto para o instante $k+2$	Wb
$\underline{\psi}_s^p(k+2.5)$	Vetor espacial do fluxo do estator previsto para o instante $k+2.5$	Wb
$\hat{\underline{\psi}}_s[m]$	Vetor espacial do fluxo do estator estimado da amostra m	Wb
ψ_{sn}	Fluxo nominal do estator	Wb
$\hat{\psi}_{s\alpha}$	Componente α do fluxo do estator estimado	Wb
$\hat{\psi}_{s\beta}$	Componente β do fluxo do estator estimado	Wb
Ω_m	Velocidade angular mecânica de rotação do rotor do motor	rad/s
ω_k	Velocidade angular elétrica do sistema de eixos dq	rad/s
ω_m	Velocidade angular elétrica do rotor do motor	rad/s
ω_m^*	Valor de referência da velocidade angular elétrica do rotor do motor	rad/s

Índices e expoentes

dq	Relativo a grandezas expressas em eixos dq
i	Relativo ao estado de comutação
p	Relativo a grandezas previstas
r	Relativo a grandezas do rotor
T	Relativo a grandezas transpostas
$\alpha\beta$	Relativo a grandezas expressas em eixos $\alpha\beta$
*	Relativo a grandezas de referência
\wedge	Relativo a grandezas estimadas
\dagger	Complexo conjugado

Abreviaturas

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> – Conversor Analógico-Digital
DC	<i>Direct Current</i> – Corrente Contínua
DPC	<i>Direct Power Control</i> – Controle Direto de Potência
DSC	<i>Direct Self Control</i> – Controle Próprio Directo
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador Digital de Sinal
DSPC	<i>Direct Speed Control</i> – Controle Direto de Velocidade
DTC	<i>Direct Torque Control</i> – Controle Direto de Binário
FOC	<i>Field Oriented Control</i> – Controle por Orientação do Campo
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>

FS-MPC	<i>Finite State Model Predictive Control</i> – Controlo Preditivo de Estados Finitos baseado em Modelos
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i> – Controlo Preditivo Generalizado
HMI	<i>Human-Machine Interaction</i> – Interação Homem Máquina
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transístor Bipolar de Porta Isolada
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> – Transístor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico
MPC	<i>Model Predictive Control</i> – Controlo Preditivo baseado em Modelos
PI	<i>Proportional-Integral</i> – Proporcional e Integral
PID	<i>Proportional-Integral-Derivative</i> – Proporcional, Integral e Derivativo
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i> – Motor Síncrono de Ímanes Permanentes
PTC	<i>Predictive Torque Control</i> – Controlo Preditivo de Binário
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Impulso
RMS	<i>Root Mean Square</i> – Valor Eficaz
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i> – Modulação do Vetor Espacial por Largura de Impulso
TWD	<i>Total Waveform Distortion</i> – Distorção Total da Forma de Onda
VOC	<i>Voltage Oriented Control</i> – Controlo por Orientação de Tensão
VSD	<i>Variable Speed Drive</i> – Variador Eletrónico de Velocidade

1. Introdução

1.1 Âmbito do trabalho desenvolvido

Os métodos de controlo para os acionamentos elétricos têm vindo a evoluir à medida que foram desenvolvidos novos semicondutores e que foram criadas novas plataformas de controlo. No início do séc. XX começou por ser introduzido o conceito de controlo por realimentação aplicado à eletrónica de potência. Os circuitos de controlo começaram por ser baseados em amplificadores operacionais e mais tarde válvulas. A invenção do retificador controlado de silício foi um marco importante na evolução da eletrónica de potência e originou uma grande evolução nos sistemas de controlo. Desde a década de 60 do séc. XX, em que os circuitos de controlo eram totalmente analógicos, constituídos por componentes passivos e amplificadores operacionais, até meados da década de 80 do séc. XX, os sistemas de controlo sofreram grande evolução passando a ser constituídos apenas por circuitos digitais com alto desempenho computacional. Começando pelos simples microprocessadores, foram introduzidos mais tarde os microcontroladores e depois os processadores digitais de sinal (DSP) que passaram a integrar mais interfaces com o exterior (sensores, PWM, etc.) [1]. Os DSPs, plataformas de controlo baseadas em processadores de vírgula fixa, têm sido alvo de várias aplicações industriais no controlo de acionamentos elétricos devido ao seu poder de processamento e baixo custo. Por outro lado, as plataformas de controlo baseadas em processadores de vírgula flutuante, conjugadas com o uso de FPGAs, têm vindo a ganhar terreno, sendo hoje em dia bastante usadas não só a nível académico mas também a nível industrial [2].

Nas últimas décadas, o controlo de acionamentos elétricos a velocidade variável tem sido amplamente estudado devido à sua vasta gama de aplicações, tendo como objetivo melhorar cada vez mais a sua fiabilidade, desempenho e rendimento. Os métodos de controlo baseados no uso de controladores PI e modulação SVPWM, assim como os métodos de controlo não linear (como o controlo histerético) estão bem documentados na literatura e dominam com larga vantagem as aplicações industriais [3]. Uma das estratégias de controlo linear mais utilizadas em acionamentos elétricos de elevado desempenho é o controlo por orientação de campo (FOC) [4],

em que o controlo desacoplado do binário e do fluxo é efetuado considerando um sistema de eixos apropriado. Por outro lado, uma estratégia de controlo não linear, como o controlo direto de binário (DTC) [5], é uma outra solução de simples implementação e que confere ao acionamento uma resposta dinâmica rápida.

A estratégia de controlo estudada nesta dissertação, baseada numa nova geração de técnicas de controlo, denominadas por controlo preditivo e aplicadas ao motor de indução trifásico, enquadra-se na demanda de performance, fiabilidade e rendimento no campo dos acionamentos elétricos. Pretende-se com este trabalho, melhorar a resposta dinâmica do motor de indução, aumentar a simplicidade do algoritmo de controlo e baixar a sua sensibilidade à variação dos parâmetros do motor, face às estratégias de controlo já implementadas nos sistemas comercializados, ao tirar proveito da enorme capacidade de processamento das plataformas de controlo digital que existem atualmente. A principal diferença do controlo preditivo, relativamente às outras estratégias, é o cálculo antecipado do comportamento do acionamento elétrico e a sua consideração no algoritmo de controlo antes mesmo de este se verificar. No caso das estratégias clássicas, DTC e FOC, o comportamento do acionamento apenas é considerado pelo algoritmo de controlo após a sua manifestação.

1.2 Estratégias de controlo de acionamentos elétricos

Até aos dias de hoje, têm sido propostos vários métodos de controlo para os acionamentos elétricos, os quais estão listados na Fig. 1.

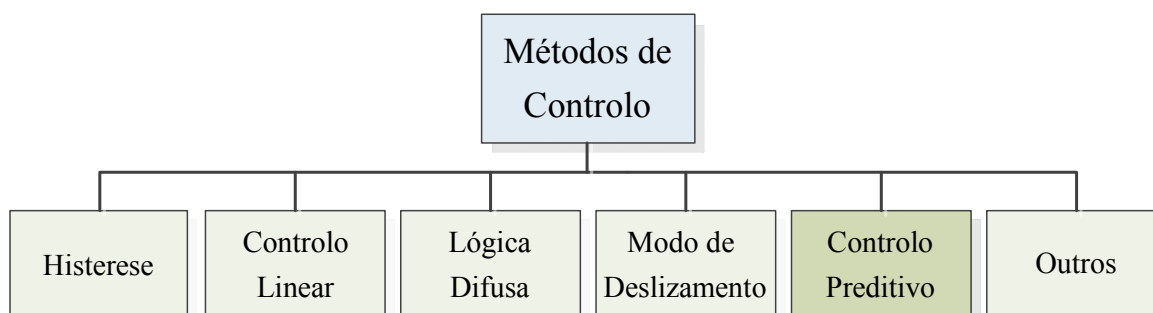


Fig. 1 – Métodos de controlo utilizados em conversores de potência e acionamentos elétricos [6].

Alguns destes métodos estão bem estabelecidos dentro da comunidade científica devido à sua simplicidade, ao passo que outros permitem um melhor funcionamento do sistema, são geralmente mais complexos ou necessitam de maior poder de processamento por parte da plataforma de controlo.

O controlo histerético retira vantagem da natureza não linear dos conversores de potência e os estados de comutação dos semicondutores de potência são determinados por comparação da variável de controlo medida em relação à sua referência, mantendo o seu valor numa dada largura de banda configurada pelo projetista. Este sistema de controlo pode ser usado em aplicações simples como o controlo de corrente, mas também em estratégias mais complexas como o DTC e o controlo direto de potência (DPC) [7]. Para a sua implementação em plataformas de controlo digital é necessária uma alta frequência de amostragem.

Considerando um estágio de modulação para o acionamento, é possível utilizar qualquer controlador linear que seja baseado em controladores PI. Uma técnica de controlo bem conhecida baseada em controladores PI, é o FOC. Conceitos similares podem ser também aplicados para conversores ligados à rede com controlo por orientação de tensão (VOC) [8].

Com o desenvolvimento de plataformas de controlo digitais cada vez mais rápidas, novos esquemas de controlo têm sido propostos. Alguns dos mais importantes são baseados no uso de lógica difusa, redes neuronais, modo de deslizamento e controlo preditivo [9, 10]. O controlo baseado em lógica difusa é mais indicado para aplicações onde os parâmetros do sistema a controlar são desconhecidos [11]. Esta estratégia de controlo é adequada para sistemas não lineares e tem como principais desvantagens o facto de não existir nenhum método de projeto, o que torna a sua aplicação em sistemas simples pouco eficiente. O controlo baseado em modo de deslizamento apresenta estabilidade garantida e robustez aos erros na estimação dos parâmetros do acionamento. Tais pontos fortes tornam este tipo de estratégia adequada para sistemas não lineares como a eletrónica de potência, embora tenha pontos fracos assinaláveis como o facto de o controlador não funcionar a frequência constante e de apresentar erros em regime permanente na regulação [12].

O controlo preditivo compreende um vasto conjunto de estratégias de controlo. As ideias chave por detrás de todo o controlo preditivo são o uso de um modelo do sistema por forma a

prever o comportamento futuro das variáveis controladas e o uso de um critério de otimização para selecionar o melhor estado de atuação possível [9].

Um método robusto de controlo preditivo que tem vindo a ser aplicado recentemente para o controlo de acionamentos elétricos é o controlo preditivo, baseado em modelos (MPC) [13], que vai ser estudado no capítulo seguinte desta dissertação.

1.3 Motivação para o uso do controlo preditivo

Considerando a exigência crescente em termos de desempenho e eficiência dos acionamentos elétricos, o desenvolvimento de novos métodos de controlo deve ter em conta o comportamento real desse tipo de sistemas. Os acionamentos elétricos são sistemas não lineares de natureza híbrida, pois combinam características lineares e não lineares, para além de um número finito de dispositivos de comutação. Os sinais de comando dos semicondutores de potência são sinais discretos que determinam o seu estado (condução ou bloqueio). Várias restrições têm de ser consideradas pelo sistema de controlo, algumas das quais são inerentes ao próprio acionamento, como por exemplo a máxima tensão de saída do inversor, enquanto outras são impostas por questões de segurança como as limitações de corrente para proteger o motor e o conversor de potência do acionamento elétrico.

Atualmente, quase todas as estratégias de controlo são implementadas em plataformas de controlo digitais e funcionam no domínio discreto com um certo tempo de amostragem. No projeto de qualquer sistema de controlo, para ajustar o controlador, deve ser tido em conta o modelo dos acionamentos elétricos, bem documentados atualmente na literatura. Por último, a rapidez das plataformas de controlo existentes atualmente permite a aplicação da estratégia de controlo preditivo.

Todas essas características dos conversores de potência e dos acionamentos elétricos, assim como as características das plataformas de controlo usadas para implementar a estratégia de controlo, convergem de uma forma natural para a aplicação do MPC, como é esquematizado na Fig. 2.

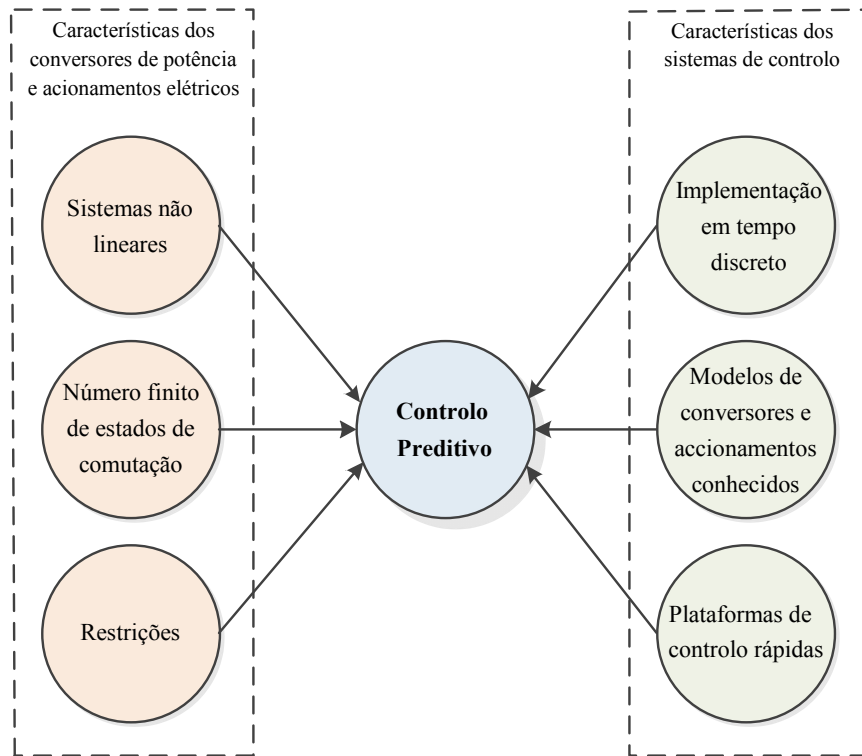


Fig. 2 - Características dos conversores de potência e accionamentos elétricos que reforçam o uso de uma estratégia de controlo preditivo [10].

2. Controlo Preditivo

O controlo preditivo cobre um vasto conjunto de estratégias de controlo que têm sido cada vez mais importantes na área dos acionamentos elétricos, encontrando-se a classificação dos diferentes métodos esquematizada na Fig. 3.

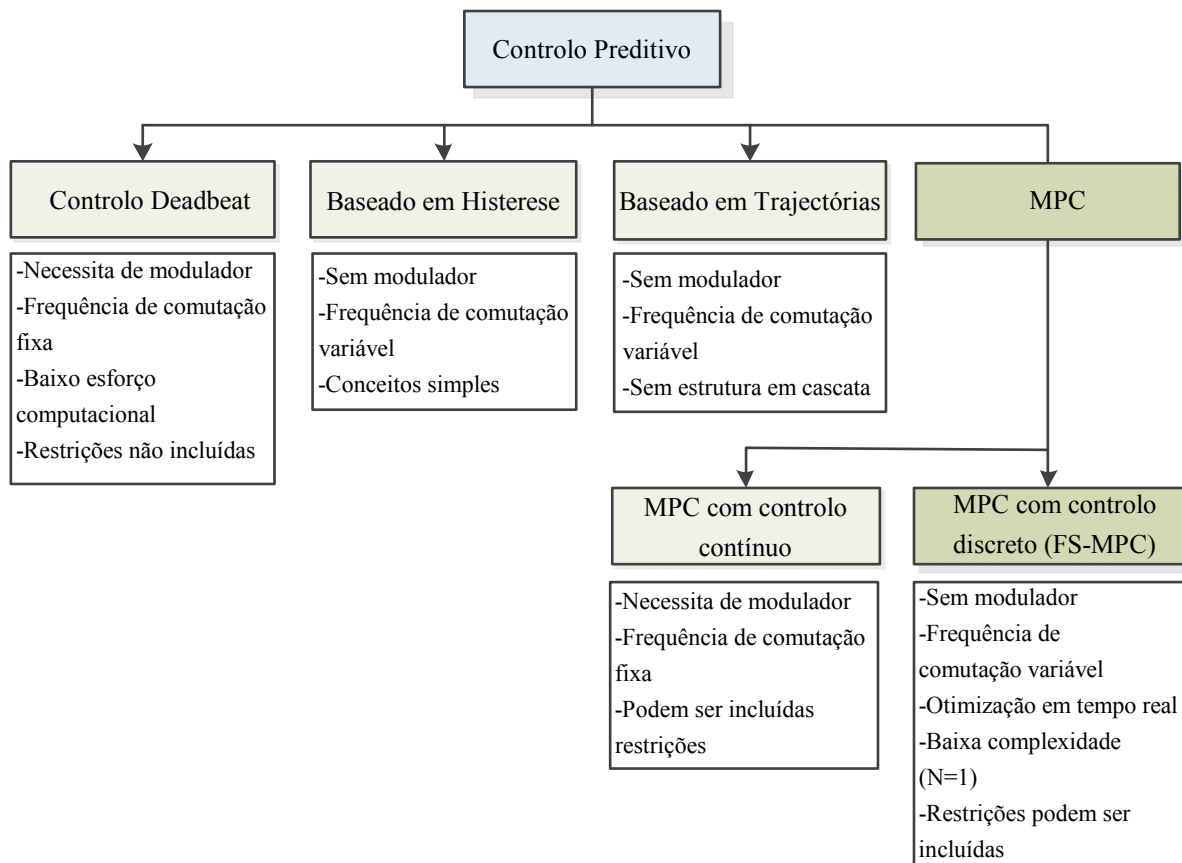


Fig. 3 - Classificação dos métodos de controlo preditivo usados na eletrónica de potência [9].

A principal característica do controlo preditivo é o uso do modelo do sistema para as predições do comportamento das variáveis a controlar. A informação sobre as variáveis controladas é usada pelo controlador por forma a obter a melhor atuação que, no caso dos acionamentos elétricos, são os sinais de comando do conversor de potência, de acordo com um critério de otimização pré-definido. Outra característica típica do controlo preditivo é o facto de evitar a estrutura em cascata típica do controlo linear [13], obtendo-se uma resposta dinâmica rápida.

O controlo preditivo histerético procura fazer com que as variáveis controladas do acionamento sigam as suas referências com uma margem de erro máxima definida pelo projetista, sendo as variáveis controladas mantidas dentro da área da curva de histerese. Os instantes de comutação são determinados pela intersecção das variáveis controladas com as margens de erro máximo respetivas, o que faz com que a frequência de comutação seja variável. As variáveis de atuação a ser aplicadas no instante seguinte são as que originam variáveis controladas dentro da margem de erro máxima durante o maior período de tempo, por forma a manter a frequência de comutação baixa. Uma das primeiras estratégias de controlo preditivo histerético, o controlo preditivo de corrente, foi publicada em [14].

O princípio de funcionamento do controlo preditivo baseado em trajetórias consiste em forçar as variáveis controladas do acionamento a seguir trajetórias pré-calculadas. Algumas das estratégias mais importantes nesta área de controlo são o controlo próprio direto (DSC) [15] e o controlo do valor médio do binário [16]. Alguns métodos de controlo adicionais são o controlo por modo de deslizamento e o DTC, que são baseados numa combinação de estratégias de controlo histerético e controlo baseado em trajetórias. O controlo direto de velocidade (DSPC) [17] pode ser identificado como uma estratégia em que os seus princípios são assentes no controlo baseado em trajetórias, embora tenha alguns aspetos em comum com o controlo histerético. Ao contrário de várias estratégias já publicadas no campo do controlo preditivo, o DSPC não necessita de uma malha externa para o controlo da velocidade do motor. As variáveis de atuação no inversor são calculadas para que a velocidade seja controlada diretamente de uma forma temporal ótima.

A estratégia de controlo *deadbeat* usa um modelo do acionamento elétrico para calcular, em cada período de amostragem, a tensão de referência que deverá ser aplicada ao conversor, usando um modulador, para que no próximo instante de amostragem as variáveis controladas atinjam o seu valor de referência. Esta estratégia tem sido aplicada em várias configurações desde inversores trifásicos [18], retificadores [19] até motores de indução [20]. Embora este tipo de controlo garanta uma rápida resposta dinâmica, é de salientar algumas características desfavoráveis como o facto de necessitar de compensação de atrasos [21] e apenas funcionar corretamente com os parâmetros do sistema bem conhecidos. Para minimizar esta limitação foram sugeridas várias soluções, entre as quais a inclusão de um esquema adaptativo de auto

sintonização [22], um modelo preditor interno [23] e redes neuronais [24]. O controlo *deadbeat* na prática apresenta um funcionamento em saturação com uma dinâmica elevada, imposta pelas limitações do sistema. No caso dos acionamentos elétricos, este tipo de funcionamento é devido a grandes variações do binário do motor, especialmente a velocidades elevadas. Neste caso, a limitação física do sistema é a limitação da tensão de saída do inversor e leva a que no instante seguinte o binário se aproxime o mais possível da referência.

Um método de controlo diferente é o controlo baseado em modelos (MPC), em que é utilizado um modelo do acionamento por forma a prever o comportamento futuro das variáveis até um horizonte predefinido (múltiplo do tempo de amostragem) no tempo e seleção da sequência de atuações ótima através da minimização de uma função custo, que é um critério mais flexível. Apenas o primeiro valor da sequência é aplicado e o algoritmo é executado em cada período de amostragem. O MPC descreve uma vasta família de estratégias de controlo e não uma estratégia de controlo única [25]. Esta estratégia de controlo tem vários pontos fortes:

- Conceitos intuitivos e fáceis de perceber;
- Podem ser controladas várias variáveis em simultâneo;
- Os atrasos do sistema podem ser compensados;
- Fácil inclusão de não linearidades do modelo;
- Tratamento simples de restrições;
- O controlador resultante é fácil de aplicar;
- A metodologia é favorável à inclusão de modificações e extensões dependendo da aplicação.

Por outro lado, existem algumas desvantagens no controlo preditivo baseado em modelos como por exemplo o elevado número de cálculos comparativamente às estratégias de controlo clássicas e o facto da qualidade do modelo do sistema ter uma influência direta na qualidade do controlador resultante. Caso os parâmetros do sistema sofram alterações é necessário considerar alguma adaptação ou um algoritmo de estimação de parâmetros.

Considerando a natureza discreta dos conversores de potência, é possível simplificar o MPC, evitando assim usar moduladores. Uma vez que existem estados finitos de comutação, o problema de otimização é reduzido à avaliação da função custo para cada estado de comutação e

à seleção do estado que a minimiza. Na literatura, a sua denominação mais comum é controle preditivo baseado em modelos de estados finitos (FS-MPC) e tem sido recentemente aplicada em várias topologias de acionamentos elétricos [26]. O FS-MPC pode ser dividido em 2 categorias relativamente ao horizonte temporal: horizonte de predição longo ($N \geq 2$) e horizonte de predição curto ($N = 1$) [27].

Uma alternativa interessante ao MPC é o uso do Controle Preditivo Generalizado (GPC), que permite obter uma solução para o problema de otimização analiticamente, obtendo um controlador linear. Nesta estratégia, é muito difícil implementar restrições do sistema e não linearidades, fornecendo uma lei de controle explícita que pode ser facilmente implementada. O GPC fornece uma lei de controle explícita que pode ser facilmente implementada em conversores de potência e acionamentos elétricos [28].

As subestratégias de controle preditivo diferem na forma como são gerados os sinais de controle do inversor. O controle *deadbeat* e o MPC clássico necessitam de um modulador por forma a gerar a tensão a aplicar no motor, o que leva a uma frequência de comutação constante. Por outro lado as restantes subestratégias geram diretamente os sinais de comutação necessários ao inversor, sem necessitar de um modulador, embora apresentem uma frequência de comutação variável.

Dependendo do tipo de controle preditivo, a sua implementação pode ser muito simples, assim como o controle *deadbeat* e o FS-MPC (principalmente no caso de um inversor de 2 níveis com horizonte $N=1$).

No MPC, não-linearidades do sistema podem ser incluídas no modelo, evitando a necessidade de linearizar o sistema em torno de um determinado ponto de funcionamento, melhorando desta forma a operação do sistema para todas as condições. É também possível incluir restrições em algumas variáveis quando se projeta o controlador. Estas restrições podem ser fáceis de implementar em alguns tipos de controle preditivo como o MPC, mas são muito difíceis de implementar em esquemas como o controle *deadbeat*.

2.1 Controlo preditivo baseado em modelos

De entre as técnicas de controlo mais avançadas, excluindo o controlo clássico baseado no uso de controladores PID, o MPC é o método que mais tem sido aplicado na indústria. Embora a ideia base do MPC tenha sido desenvolvida na década de 60 do séc. XX, a aplicação na indústria só foi concretizada no final da década de 70 [29]. Desde essa época, o MPC tem sido aplicado com sucesso na indústria química, onde as constantes de tempo são grandes o suficiente por forma a se poderem executar os cálculos necessários às predições. As primeiras aplicações do MPC no ramo da eletrónica de potência datam da década de 80 do séc. XX, e foram executadas em sistemas de elevada potência com frequência de comutação baixa. O uso de frequências de comutação altas não foi possível naquela altura devido ao tempo requerido pelos cálculos do algoritmo de controlo. Com o desenvolvimento de microprocessadores cada vez mais rápidos, o interesse da aplicação do MPC na eletrónica de potência tem crescido bastante na última década.

O modelo utilizado para o cálculo das predições é pode ser expresso como um modelo discreto em espaço de estados da seguinte forma:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{\Phi}\mathbf{x}(k) + \mathbf{\Gamma}\mathbf{u}(k) \quad (2.1)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k). \quad (2.2)$$

O vector $\mathbf{x}(k)$ representa as variáveis de estado no instante k , o vector $\mathbf{x}(k+1)$ representa as variáveis de estado no instante $k+1$, o vector $\mathbf{u}(k)$ representa as variáveis de saída do controlador no instante k e o vector $\mathbf{y}(k)$ representa o vector de saída. As matrizes $\mathbf{\Phi}$, $\mathbf{\Gamma}$, \mathbf{C} e \mathbf{D} representam respectivamente as matrizes de dinâmica do sistema, entrada, saída e avanço. Como no controlo de acionamentos eléctricos não existe alimentação directa da entrada à saída ($\mathbf{D}=0$), o vetor de saída contém as variáveis de estado no instante k afectadas pela matriz de saída, \mathbf{C} .

É também necessário definir a função custo, que representa o comportamento desejado do sistema. Esta função considera as referências, as variáveis de estado futuras e as variáveis de atuação futuras até $k+N$:

$$\mathbf{J} = f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{x}(k+1), \mathbf{u}(k+N)). \quad (2.3)$$

O MPC é semelhante a um problema de otimização que consiste em minimizar a função \mathbf{J} , para um horizonte no tempo N pré-definido, sujeito ao modelo do sistema, às restrições a ele associadas e às medições disponíveis até ao instante k . O resultado é uma sequência de N atuações ótimas. O controlador irá aplicar apenas a primeira atuação da sequência:

$$\mathbf{u}(k) = [1, 0, \dots, 0] \arg \min_{\mathbf{u}} \mathbf{J}. \quad (2.4)$$

O problema de otimização é resolvido de novo em cada instante de amostragem, usando as novas medições e obtendo uma nova sequência de atuações ótimas em cada iteração. A sequência de atuações ótimas é calculada através da minimização da função custo e apenas o primeiro elemento da sequência é aplicado, por forma a selecionar o estado da variável de atuação no instante seguinte. A isto chama-se estratégia horizonte precedente e o seu princípio está demonstrado na Fig. 4. As matrizes $\mathbf{U}(k)$ e $\mathbf{U}(k+1)$ representam as sequências de atuações ótimas nos instantes k e $k+1$ múltiplos do tempo de amostragem T_s . Os vetores $\mathbf{u}(k)$ e $\mathbf{u}(k+1)$ representam as atuações ótimas aplicadas em k e $k+1$.

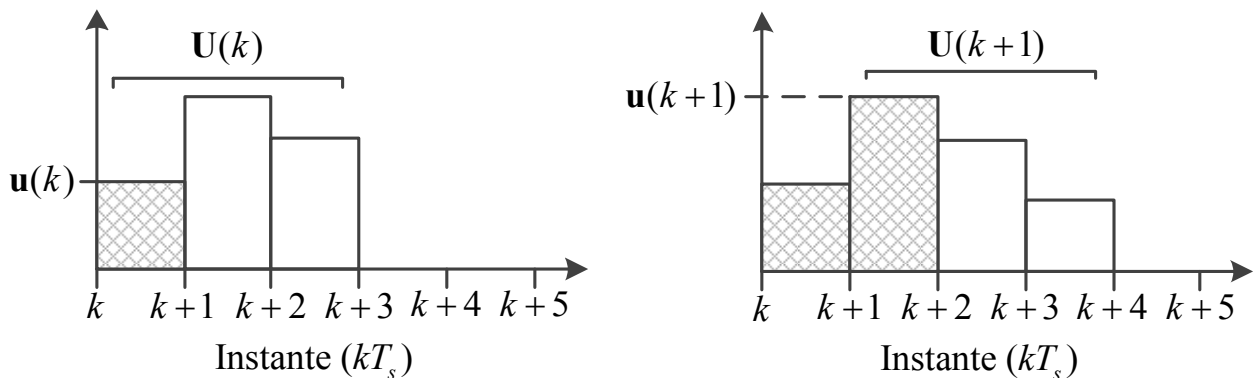


Fig. 4 - Princípio da estratégia horizonte precedente para $N=3$ [9].

2.2 Controlo preditivo baseado em modelos de acionamentos elétricos

Por forma a possibilitar a implementação do MPC num sistema em tempo real, considerando a pequena janela de tempo disponível para efetuar os cálculos devido à elevada frequência de amostragem, foi proposto resolver o problema de otimização previamente, usando uma estratégia chamada MPC explícito. O problema de otimização é resolvido tendo em consideração o modelo

do sistema, restrições e objetivos resultando numa tabela de comutações contendo a solução ótima em função do estado do sistema. O MPC explícito tem sido aplicado para o controlo de conversores de potência como os conversores DC-DC e os inversores trifásicos [30, 31] e no controlo de motores síncronos de ímãs permanentes (PMSMs) [32].

Por forma a reduzir o número de cálculos da função custo e a manter um período de amostragem baixo, nesta dissertação as estratégias de controlo estudadas em pormenor são baseadas no FS-MPC com horizonte de predição curto. Um exemplo da aplicação do FS-MPC é o controlo preditivo de corrente presente em [33], que será analisado nesta subsecção.

2.2.1 Esquema geral de controlo

O esquema geral do controlo preditivo de corrente aplicado a um motor de indução trifásico alimentado por um conversor matricial é apresentado na Fig. 5.

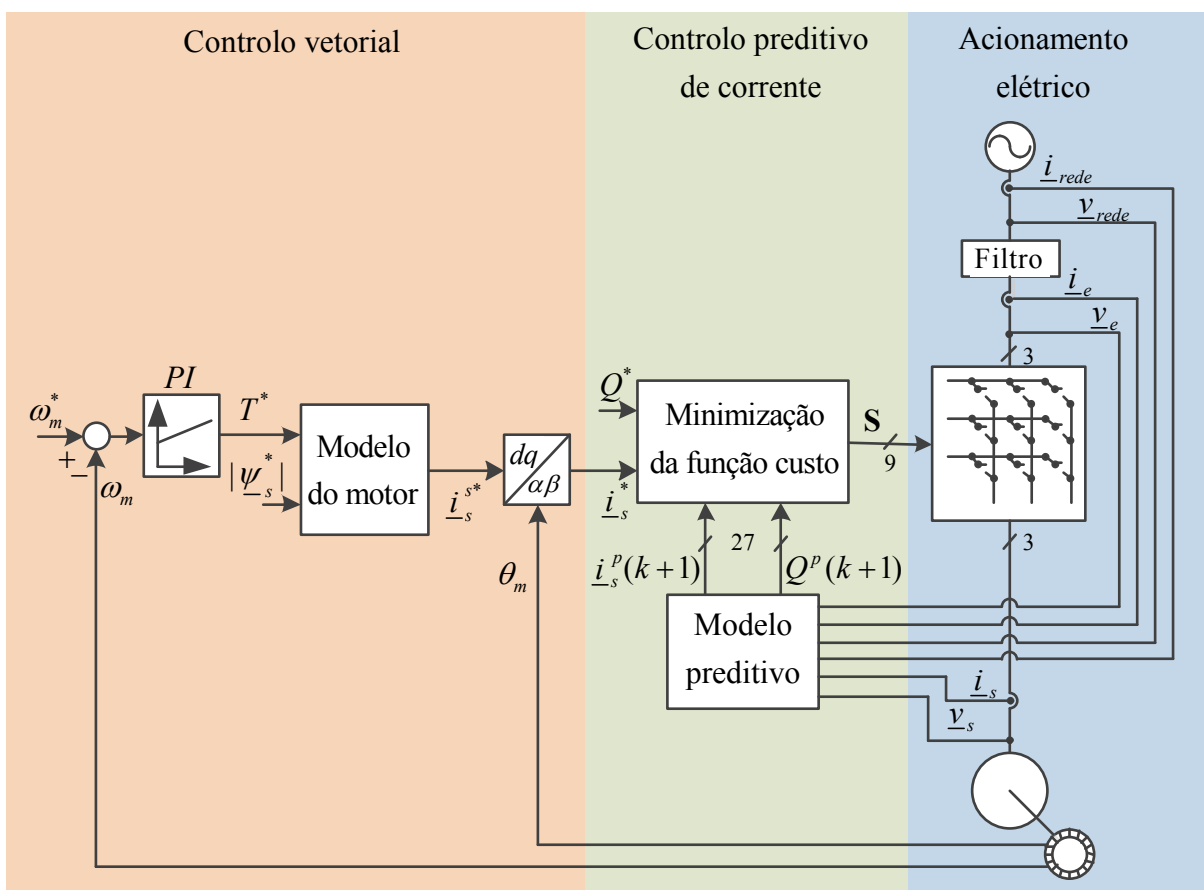


Fig. 5 - Controlo preditivo de corrente de um motor de indução usando o controlo vetorial para obtenção das componentes em eixos dq da corrente estatórica de referência [33].

Esta estratégia combina o controle vetorial, que fornece as componentes da corrente estatórica de referência, com o controle preditivo de corrente. O controlador PI na malha da velocidade gera o binário de referência T^* , a partir do erro da velocidade (diferença entre a velocidade de referência ω_m^* e a velocidade lida ω_m). A corrente estatórica de referência em eixos dq \underline{i}_s^* , é gerada através do controle vetorial [34] a partir do binário de referência e fluxo estatórico de referência, $\underline{\psi}_s^*$. Neste caso o modelo do acionamento junta 3 modelos distintos: o modelo do conversor, o modelo do filtro e o modelo do motor. As variáveis de estado do modelo do conversor são as variáveis \underline{i}_e e \underline{v}_s , que representam respetivamente o vetor espacial das correntes de entrada no conversor e o vetor espacial da tensão aplicada aos enrolamentos estatóricos do motor. As variáveis de estado do modelo do motor são \underline{i}_s e \underline{e} , que correspondem ao vetor espacial da corrente que circula nos enrolamentos estatóricos do motor e ao vetor espacial da força eletromotriz gerada nos enrolamentos estatóricos do motor. As variáveis de estado do modelo do filtro \underline{v}_e e \underline{i}_{rede} são respetivamente o vetor espacial das tensões de entrada no conversor e o vetor espacial das correntes de alimentação absorvidas pelo acionamento. Todas estas variáveis de estado, juntamente com o vetor espacial da tensão de alimentação do acionamento \underline{v}_{rede} são utilizadas no modelo preditivo para calcular as predições para o instante de amostragem seguinte do vetor espacial das correntes estatóricas e da potência reativa absorvida da rede, $\underline{i}_s^p(k+1)$ e $Q^p(k+1)$. As predições são calculadas em função dos vetores de tensão possíveis a aplicar aos enrolamentos estatóricos do motor em $k+1$ correspondentes a todos os 27 estados de comutação válidos [35]. A função custo é então calculada tendo em conta, $\underline{i}_s^p(k+1)$ e $Q^p(k+1)$ e os seus valores de referência \underline{i}_s^* e Q^* . O vetor espacial de tensão aplicada ao rotor do motor, que minimiza a função custo, é selecionado para aplicar ao conversor. O estado de comutação contém os sinais de controlo destinados aos IGBTs¹ do conversor de potência que determinam o seu estado de comutação (condução ou bloqueio).

¹ Sigla utilizada para Transistor Bipolar de Porta Isolada. O IGBT é um semiconductor de potência que junta as características de comutação dos transistores bipolares com a alta impedância da *gate* dos MOSFET (Transistor de Efeito de Campo de Semiconductor de Óxido Metálico) [36].

2.2.2 Projeto do controlador

Para projetar um controlador FS-MPC, é necessário executar os seguintes passos:

- Modelação do conversor de potência, identificando todos os estados de comutação disponíveis e a sua relação com as correntes ou tensões de entrada ou saída;
- Definição de uma função custo que represente o comportamento desejado do sistema;
- Obtenção de um modelo em tempo discreto do sistema que permita a predição do comportamento futuro das variáveis a controlar. No caso do exemplo do controlo preditivo de corrente, as variáveis a controlar são as componentes do vetor espacial das correntes de alimentação do motor e a potência reativa consumida. O seu modelo em tempo discreto está bem definido em [33].

Ao modelar um conversor de potência, o elemento básico são os interruptores de potência, habitualmente IGBTs. O modelo mais simples que é possível considerar corresponde a um interruptor ideal, com dois estados possíveis: ligado (fechado) e desligado (aberto). O número total de estados de comutação de um conversor de potência é igual ao número de diferentes combinações dos estados de comutação de cada IGBT, excluindo as combinações proibidas, como sejam aquelas que provocam um curto-circuito aos terminais do barramento DC. Como regra geral, o número de estados de comutação, n é dado pela expressão:

$$n = x^y, \quad (2.5)$$

onde x é o número possível de estados de cada braço do conversor, e y o número de fases de saída do mesmo. No caso do controlo preditivo de corrente apresentado nesta secção, existem usando (2.5), 27 estados de comutação possíveis.

Consoante a estratégia de controlo do motor, podem ser aplicadas várias restrições de controlo, como o controlo de corrente, controlo de binário, controlo de potência ou frequência de comutação baixa. Estas restrições podem ser expressas como uma função custo a minimizar. No caso do controlo preditivo de corrente tomado como exemplo, a função custo calcula o erro previsto para o próximo instante das componentes da corrente estatórica previstas e da potência reativa consumida. Os erros previstos são calculados através da diferença entre os seus valores de referência e os valores previstos para o instante seguinte.

Embora uma das grandes vantagens do controlo preditivo seja a possibilidade de controlo de várias variáveis e inclusão de restrições na função custo, uma vez que as unidades e magnitudes das variáveis são todas diferentes, é necessário multiplicar cada termo da função custo por um peso para ajustar a importância de cada termo [37]. No controlo preditivo de corrente como são controladas 2 grandezas distintas, é necessário utilizar um peso para ajustar a importância de cada termo. A função custo pode ser dada através da expressão:

$$g_{PCC} = |i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}^p| + |i_{s\beta}^* - i_{s\beta}^p| + \lambda_Q |Q^* - Q^p|, \quad (2.6)$$

onde λ_Q é o peso relativo do erro da potência reactiva consumida.

Na Tabela 1 estão listados alguns dos objetivos de controlo aplicados aos acionamentos elétricos, que podem ser incluídos em funções de custo.

Tabela 1 - Objetivos de controlo do FS-MPC [26].

Variável de controlo	Função custo	Simbologia
Corrente elétrica	$g_i = i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}^p + i_{s\beta}^* - i_{s\beta}^p $	$i_{s\alpha,\beta}^*$: corrente estatórica de referência $i_{s\alpha,\beta}^p$: predição da corrente estatórica
Tensão de alimentação	$g_v = v_{s\alpha}^* - v_{s\alpha}^p + v_{s\beta}^* - v_{s\beta}^p $	$v_{s\alpha,\beta}^*$: tensão estatórica de referência $v_{s\alpha,\beta}^p$: predição da tensão estatórica
Binário eletromagnético	$g_T = T^* - T^p $	T^* : binário de referência T^p : predição do binário
Fluxo magnético estatórico	$g_{\psi_s} = \ \psi_{-s}^*\ - \ \psi_{-s}^p\ $	ψ_{-s}^* : fluxo estatórico de referência ψ_{-s}^p : predição do fluxo estatórico
Potência ativa	$g_P = P^* - P^p $	P^* : potência ativa de referência P^p : predição da potência ativa
Potência reativa	$g_Q = Q^* - Q^p $	Q^* : potência reativa de referência Q^p : predição da potência reativa
Frequência de comutação	$g_f = n$	n : número de comutações

3. Controlo preditivo de um motor de indução trifásico

O controlo preditivo de motores de indução trifásicos pode ser dividido em métodos lineares [20] e métodos não lineares [38]. As estratégias lineares são baseadas em equações da máquina por forma a calcular o vetor de tensão a aplicar aos terminais do motor. Em [20] é apresentada uma estratégia de controlo preditivo de binário em que o vetor do fluxo estatórico é previsto tendo em conta o binário pedido pelo controlador linear de velocidade. A tensão do estator a aplicar é obtida para que o binário eletromagnético desenvolvido pelo motor atinga a referência em apenas um período de amostragem, numa dinâmica semelhante ao controlo *deadbeat*. Em [38] o esquema de controlo é baseado no MPC e considera o uso de um reduzido número de vetores de tensão disponíveis num inversor de dois níveis por forma a controlar o vetor do fluxo estatórico. O vetor de tensão seleccionado é aplicado aos terminais do motor durante o próximo instante de amostragem em conjunto com o vetor de tensão nulo por forma a minimizar o erro do fluxo em relação à referência.

Nesta dissertação é estudada uma estratégia de controlo não linear, o controlo preditivo de binário (PTC) baseado em FS-MPC, com um horizonte de predição curto por forma a ter uma baixa carga computacional. O objetivo do PTC é manter simultaneamente o binário eletromagnético e o fluxo estatórico o mais próximo possível das suas referências. A execução do algoritmo de controlo pode ser dividida em três passos: estimação das variáveis que não podem ser medidas, predição do comportamento futuro das variáveis controladas e otimização da atuação de acordo com a lei de controlo. Neste tipo de controlo, as variáveis medidas são a corrente dos enrolamentos estatóricos, a tensão do barramento DC do conversor de potência, e a posição angular do rotor do motor (através da qual também é possível derivar a velocidade). Por forma a estimar as variáveis que não podem ser medidas como o fluxo estatórico e o fluxo rotórico, ao contrário do utilizado em artigos recentes sobre o tema [39, 40] em que é usado apenas o modelo de corrente ou tensão da máquina, irá ser usado um estimador híbrido por forma a obter estimações mais precisas destas grandezas.

3.1 Modelo do acionamento elétrico

Considerando o vetor unitário \underline{a} , definido em (3.1), o vetor da tensão aplicado aos enrolamentos estáticos do motor pode ser expresso como:

$$\underline{a} = \exp(j \frac{2\pi}{3}), \quad (3.1)$$

$$\underline{v}_s = \frac{2}{3}(v_{aN} + \underline{a}v_{bN} + \underline{a}^2v_{cN}), \quad (3.2)$$

onde v_{aN} , v_{bN} e v_{cN} representam respectivamente as tensões fase-neutro à saída do inversor das fases a , b e c .

Considerando todos os estados de comutação possíveis do inversor, são obtidos oito vetores de tensão (6 vetores ativos e 2 nulos). Na Fig. 6 é representado o esquema do inversor trifásico de 2 níveis em que V_{DC} representa a tensão do barramento DC e S_a , S_b e S_c representam os sinais de comutação destinados à gate dos IGBTs localizados na parte superior dos braços a , b e c do inversor, enquanto que \bar{S}_a , \bar{S}_b e \bar{S}_c correspondem à sua negação e são destinados à parte inferior dos braços a , b e c do inversor. Na mesma figura são representados também os vetores de tensão, \underline{v}_{s0} , \underline{v}_{s1} , ..., \underline{v}_{s7} , correspondentes aos estados de comutação 0, 1, ..., 7 que são aplicados aos enrolamentos estáticos do motor através da aplicação de S_0 , S_1 , ..., S_7 à gate dos IGBTs do inversor.

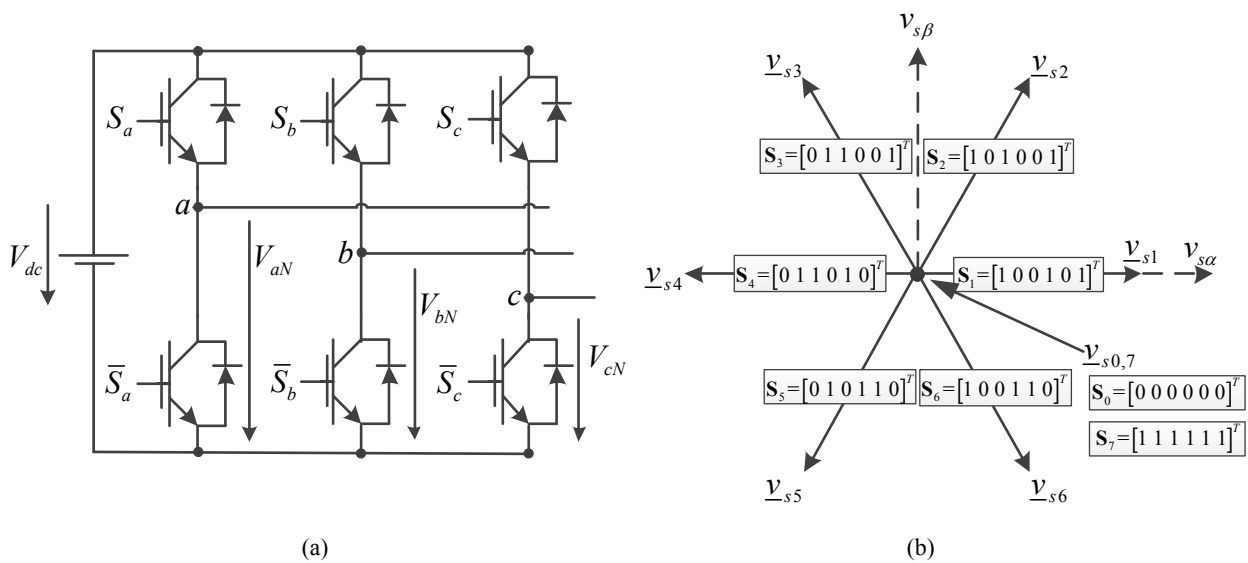


Fig. 6 - (a) Inversor trifásico de 2 níveis; (b) Vetores de tensão gerados à saída do inversor [26].

As equações de um motor de indução com rotor em gaiola de esquilo [41] podem ser expressas em eixos dq a rodar a uma velocidade ω_k , através de:

$$\underline{v}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} + j \cdot \omega_k \cdot \underline{\psi}_s \quad (3.3)$$

$$0 = R_r \cdot \underline{i}_r + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} + j \cdot (\omega_k - \omega_m) \cdot \underline{\psi}_r \quad (3.4)$$

$$\underline{\psi}_s = L_s \cdot \underline{i}_s + L_m \cdot \underline{i}_r \quad (3.5)$$

$$\underline{\psi}_r = L_m \cdot \underline{i}_s + L_r \cdot \underline{i}_r \quad (3.6)$$

$$T = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left\{ \underline{\psi}_s^\dagger \cdot \underline{i}_s \right\} \quad (3.7)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T - T_L \quad (3.8)$$

$$\omega_m = p\Omega_m, \quad (3.9)$$

em que \underline{v}_s é o vetor espacial de tensão do estator, \underline{i}_r é o vetor espacial da corrente dos enrolamentos rotóricos, $\underline{\psi}_s$ é o vetor espacial do fluxo estatórico, $\underline{\psi}_r$ é o vetor espacial do fluxo rotórico, T é o binário eletromagnético, T_L é o binário de carga, ω_m é a velocidade angular elétrica do rotor e Ω_m é a velocidade angular mecânica do rotor. O conjunto de parâmetros do motor R_s , R_r , L_s , L_r , L_m e J representam, respetivamente, a resistência dos enrolamentos estatóricos, resistência dos enrolamentos rotóricos, indutância própria dos enrolamentos do estator, indutância própria dos enrolamentos do rotor, indutância mútua estator-rotor e momento de inércia do rotor e carga do motor.

Por forma a desenvolver uma estratégia de controlo apropriada, é conveniente escrever as equações da máquina em função das variáveis de estado. Vários esquemas de controlo de acionamentos, especialmente quando é requerida elevada dinâmica, incluem uma malha de controlo de corrente do estator, logo é sensato escolher a corrente do estator como variável de estado. O fluxo rotórico será escolhido como segunda variável de estado.

Assim, de acordo com [42, 43], as equações que descrevem a dinâmica do estator e do rotor de um motor de indução com gaiola de esquilo no referencial estatórico ($\omega_k = 0$) são:

$$\begin{cases} \frac{d\underline{i}_s}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_\sigma}\right) \cdot \underline{i}_s + \frac{k_r}{L_\sigma} \cdot \left(\frac{1}{\tau_\sigma} - j\omega_m\right) \cdot \underline{\psi}_r + \frac{v_s}{L_\sigma} \\ \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} \cdot \underline{i}_s + \left(j\omega_m - \frac{1}{\tau_r}\right) \cdot \underline{\psi}_r \end{cases}, \quad (3.10)$$

onde:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad k_r = \frac{L_m}{L_r}, \quad R_\sigma = R_s + R_r \cdot k_r^2, \quad L_\sigma = \sigma L_s \quad \text{e} \quad \tau_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_\sigma}.$$

Os fatores τ_r , σ , k_r , R_σ , L_σ e τ_σ representam a constante de tempo do estator, constante de tempo do rotor, fator de dispersão, fator de acoplamento do rotor, resistência de fugas do estator, indutância transitória do estator e constante de tempo de fugas do estator, por esta ordem.

3.2 Controle preditivo de binário de um motor de indução

Para um motor de indução trifásico, é possível demonstrar que tanto o fluxo estatórico como o binário eletromagnético podem ser controlados selecionando o vetor da tensão de alimentação apropriado, o qual irá alterar a amplitude do fluxo estatórico e o ângulo formado entre o fluxo rotórico e o fluxo estatórico, sendo estes os princípios do DTC.

No PTC [39, 40, 44], são usados os mesmos princípios do DTC, mas são calculadas previsões dos valores futuros do fluxo estatórico e do binário para serem usados no cálculo da função custo. As previsões são calculadas para cada atuação possível e a função custo beneficia a escolha do vetor de tensão que faz com que as variáveis sigam a referência com o menor erro possível. O diagrama deste tipo de controle é mostrado na Fig. 7. Para além do controlador preditivo de fluxo e de binário, o acionamento apresenta também um controlador PI na malha externa de controle de velocidade por forma a fornecer o binário de referência, T^* ao controlador preditivo. O controlador de velocidade recebe como entrada a diferença entre o valor da velocidade angular elétrica do rotor de referência e o seu valor lido, ω_m^* e ω_m respetivamente.

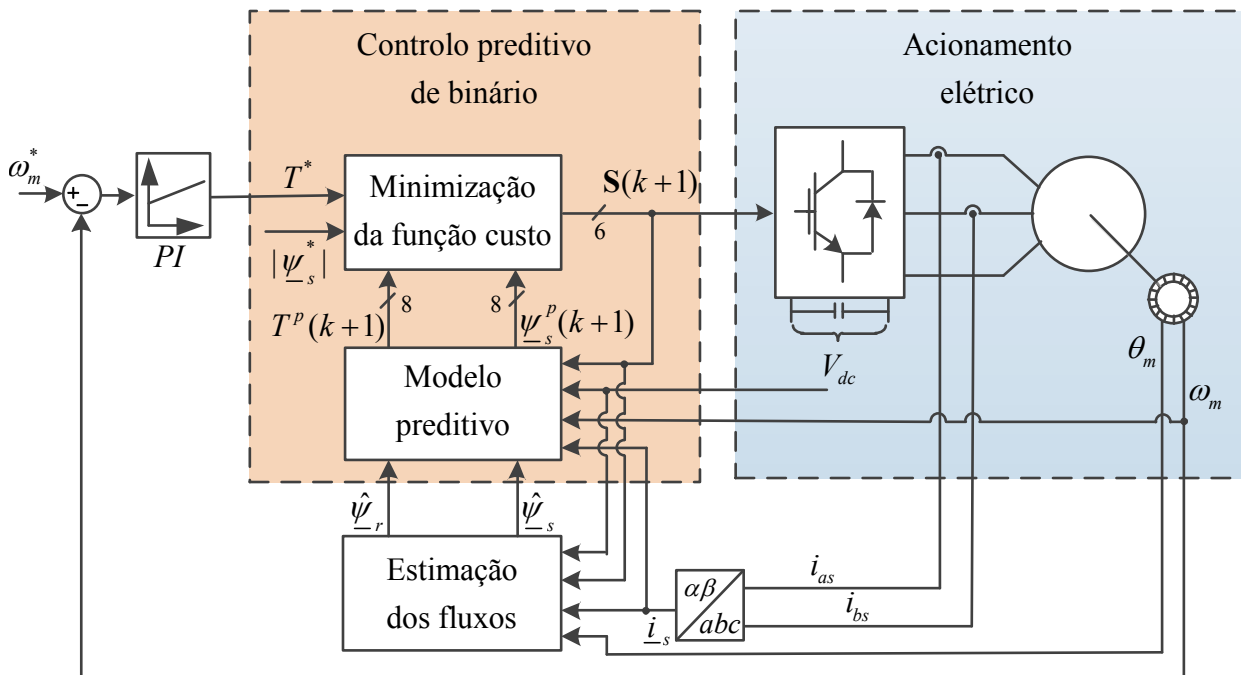


Fig. 7 - Esquema do Controle Preditivo de Binário [39].

A execução do algoritmo da estratégia PTC pode ser dividida em três partes: estimação dos fluxos estatórico e rotórico; predição do binário e do fluxo e minimização da função custo. O bloco correspondente à estimação dos fluxos é usado para calcular os valores atuais das variáveis que não podem ser medidas, neste caso o fluxo estatórico $\hat{\psi}_s$ e o fluxo rotórico $\hat{\psi}_r$, em função das correntes medidas \underline{i}_s em coordenadas $\alpha\beta$ e da tensão do estator no mesmo referencial \hat{v}_s , estimada a partir do estado atual de comutação $\mathbf{S}(k)$ do inversor e da tensão do barramento DC, V_{dc} . Para a estimação dos fluxos é também necessária a posição angular do rotor θ_m por forma a realizar a transformação de \underline{i}_s para eixos dq . Este bloco corresponde ao estimador híbrido e é analisado em pormenor na secção 3.3. De seguida, o modelo preditivo calcula os valores futuros das variáveis controladas no instante $k+1$, neste caso o fluxo estatórico $\psi_s^p(k+1)$ e o binário eletromagnético $T^p(k+1)$. As previsões destas variáveis são calculadas em função do vetor de tensão $\underline{v}_s(k)$. Devido à topologia do inversor é possível aplicar seis vetores de tensão ativos distintos e 2 vetores de tensão nulos, desta forma são calculadas oito previsões para cada variável controlada. Por fim, o bloco correspondente à minimização da função custo, escolhe o vetor de tensão ótimo a aplicar ao estator do motor que minimiza essa função e envia o vetor $\mathbf{S}(k)$ respetivo para o inversor, que corresponde ao vetor dos sinais de comando do mesmo.

3.3 Estimação dos fluxos

No PTC, são necessárias estimativas do fluxo estatórico e rotórico em cada instante de amostragem. Por forma a obter estimativas mais precisas, independentemente da velocidade de rotação do motor foi utilizado um estimador híbrido [45], que combina os modelos de estimação de fluxo baseados na tensão e na corrente. A altas velocidades o modelo de tensão é a melhor escolha, pois a influência da resistência do estator é pequena enquanto a baixas velocidades o modelo de corrente fornece estimativas mais precisas de ambos os fluxos. Na Fig. 8 é apresentado o esquema do estimador de fluxo híbrido.

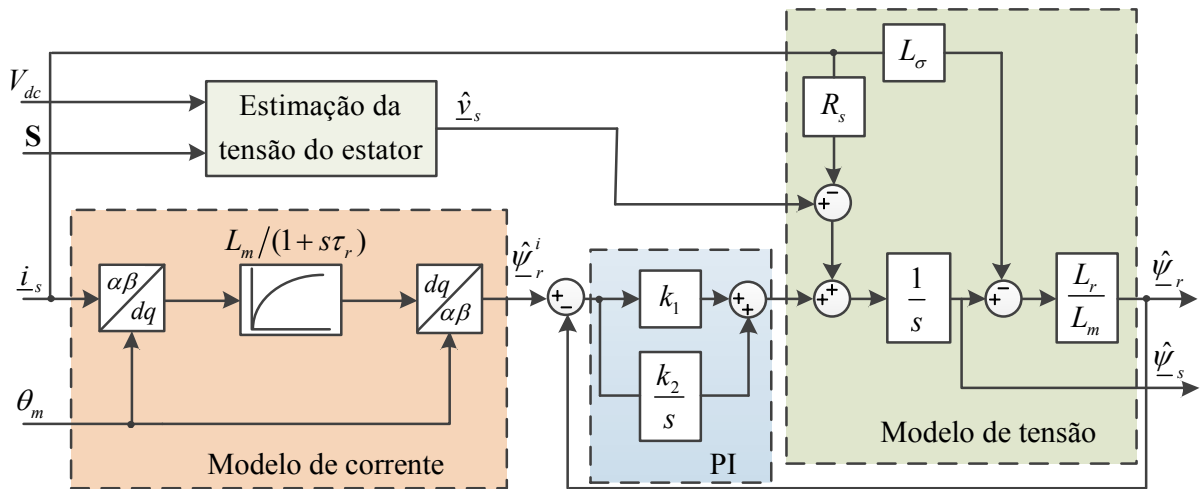


Fig. 8 - Esquema do estimador de fluxo híbrido [45].

A transição entre os dois modelos é decidida pelos dois coeficientes k_1 e k_2 do controlador PI do estimador, de forma que à frequência zero apenas o modelo de corrente permaneça ativo enquanto que a altas frequências prevaleça o modelo de tensão. Para a aplicação do estimador híbrido na estratégia de controlo foi necessário discretizar os integradores e as funções de transferência presentes utilizando a transformação bilinear.

De acordo com o modelo de tensão a estimação do fluxo estatórico é baseada na equação de tensão do estator que, num referencial estatórico é dada por [44]:

$$\underline{v}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt}. \quad (3.11)$$

Uma vez que é medida a tensão do barramento DC e é possível saber qual o estado de comutação aplicado pelo inversor, o vetor da tensão aplicado ao estator pode ser estimado através de:

$$\hat{\underline{v}}_s = V_{dc} \left[\frac{2}{3} \left(S_a(k) - \frac{1}{2} S_b(k) - \frac{1}{2} S_c(k) \right) + j \frac{\sqrt{3}}{3} (S_b(k) - S_c(k)) \right] \quad (3.12)$$

Após obter o fluxo estimado do estator é possível estimar o fluxo rotórico através de:

$$\hat{\underline{\psi}}_r = \frac{L_r}{L_m} \cdot (\hat{\underline{\psi}}_s - L_\sigma \cdot \underline{i}_s). \quad (3.13)$$

No modelo de corrente, o cálculo do vetor espacial do fluxo rotórico num referencial rotórico $\hat{\underline{\psi}}_r^{r,i}$ é baseado na equação de tensão do rotor e em (3.6). Considerando o referencial rotórico ($\omega_k = \omega_m$), no domínio de Laplace temos [45]:

$$-R_r \cdot \underline{i}_s^r + (R_r + sL_r) \frac{\hat{\underline{\psi}}_r^{r,i}}{L_m} = 0, \quad (3.14)$$

onde \underline{i}_s^r representa o vetor espacial da corrente dos enrolamentos do estator num referencial rotórico.

O modelo de corrente funciona até à velocidade nula, mas é muito sensível a variações nos parâmetros L_m e τ_r ².

3.4 Predições do fluxo estatórico e do binário eletromagnético

Após obter a estimação dos fluxos rotórico e estatórico, é possível calcular as predições dos valores das variáveis controladas para o próximo instante de tempo que, no caso do PTC, são o binário eletromagnético e o fluxo estatórico. As predições para $k+1$ são calculadas em função do vetor de tensão a aplicar ao motor através do inversor, ou seja são calculadas oito predições para cada variável a controlar.

² As variações nestes parâmetros devem-se à saturação magnética e à variação da temperatura dos enrolamentos do motor.

Para o cálculo da predição do vetor espacial do fluxo estatórico, é discretizada a equação (3.11) através do método das diferenças para a frente de Euler:

$$\underline{\psi}_s^p(k+1) = \hat{\underline{\psi}}_s + T_s \cdot \underline{v}_s(k) - R_s T_s \cdot \underline{i}_s, \quad (3.15)$$

onde $\underline{\psi}_s^p(k+1)$ corresponde à predição do vetor espacial do fluxo estatórico em função da tensão a aplicar ao motor no instante k , $\underline{v}_s(k)$.³

O binário eletromagnético desenvolvido pelo motor depende diretamente do fluxo estatórico e da corrente de acordo com a equação (3.7). A predição do binário em função do vetor de tensão a aplicar ao motor no instante k , $\underline{v}_s(k)$, é dada por:

$$T^p(k+1) = \frac{3}{2} p \cdot \text{Im}\{\underline{\psi}_s^{\dagger p}(k+1) \cdot \underline{i}_s^p(k+1)\}. \quad (3.16)$$

Para o cálculo de (3.16) é necessário obter previamente a predição da corrente do estator $\underline{i}_s^p(k+1)$ em função de $\underline{v}_s(k)$. Discretizando (3.10) através do método das diferenças para a frente de Euler:

$$\underline{i}_s^p(k+1) = C_1 \cdot \underline{i}_s + \frac{T_s}{L_\sigma} \cdot \underline{v}_s(k) + C_2 \cdot \hat{\underline{\psi}}_r, \quad (3.17)$$

com:

$$\begin{cases} C_1 = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma}\right) \\ C_2 = \frac{k_r T_s}{L_\sigma} \cdot \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega\right). \end{cases} \quad (3.18)$$

³ Nesta variante da estratégia é considerado que a atuação no inversor é instantânea, por essa razão é considerado que o vetor de tensão é aplicado ao motor em k , quando na realidade apenas será aplicada depois de executado o algoritmo do PTC. Este atraso devido ao tempo de cálculo será discutido na secção 3.6.

3.5 Função custo

Finalmente, a seleção do estado de comutação do inversor é feita através da minimização da função custo que contém a lei de controlo. Na função custo, é feita uma comparação entre os valores de referência do binário e do fluxo estatórico e os seus valores previstos para o instante seguinte⁴. O vetor de tensão que minimizar a função custo g , será selecionado como o vetor ótimo $\underline{v}_{sot}(k)$ a aplicar ao motor em k . A função custo é calculada para cada um dos oito estados de comutação. Depois de executado o cálculo das predições, são gerados os sinais de controlo respetivos ao vetor de tensão ótimo destinados aos IGBTs do inversor, $\mathbf{S}(k)$. A função custo usada é expressa em (3.19) e a função de seleção de $\underline{v}_{sot}(k)$ é dada por (3.20):

$$g = \frac{\left\| \psi_s^* - \underline{\psi}_s^p(k+1) \right\|}{|\psi_{sn}|} + \lambda_T \frac{|T^* - T^p(k+1)|}{T_n} \quad (3.19)$$

$$\underline{v}_{sot}(k) = \arg \min_{\{\underline{v}_{s0}, \underline{v}_{s1}, \dots, \underline{v}_{s7}\}} g(\underline{v}_s(k)). \quad (3.20)$$

O termo λ_T é o fator de peso, que aumenta ou diminui a importância relativa do controlo do binário em relação ao controlo do fluxo. Este é um dos parâmetros a ser ajustado pelo projetista no PTC e tem grande influência no desempenho do controlador. Até à data foram sugeridos vários métodos para o seu ajuste, entre os quais a sua determinação analítica [46], o uso de algoritmos genéticos [47] e empiricamente [48]. Nesta dissertação o fator de peso vai ser ajustado experimentalmente tendo em conta a sua influência nos erros do binário e do fluxo em relação às suas referências. Por forma a não incluir termos com unidades diferentes na função custo, os erros da predição do fluxo e do binário são divididos pelas suas grandezas nominais, ψ_{sn} e T_n respetivamente.

Na Fig. 9 é mostrado o diagrama temporal da sequência das diferentes tarefas do PTC. No início do período de amostragem são atualizados os valores das variáveis lidas que vão ser usadas para estimar e prever as grandezas necessárias ao algoritmo de controlo durante o tempo

⁴ Considerar que as referências futuras iguais às atuais é uma boa aproximação quando a frequência de amostragem é muito superior à frequência do sinal do fluxo ou do binário.

de cálculo. No fim de executar estas tarefas e selecionar o vetor de tensão ótimo a aplicar ao motor, é então enviado o vetor de sinais de comando correspondente para o inversor.

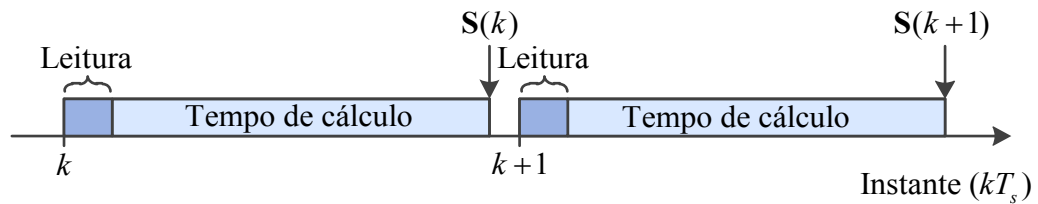


Fig. 9 - Diagrama temporal do PTC.

3.6 Compensação do atraso devido à execução do algoritmo

Numa implementação em tempo real, quando o tempo de cálculo das previsões das variáveis a controlar e aplicação do novo estado de comutação é da grandeza do tempo de amostragem, irá existir um atraso entre o instante em que as variáveis como as correntes estatóricas, velocidade do motor e tensão do barramento DC são lidas e a aplicação do novo estado de comutação. Uma solução para a compensação deste atraso passa por aplicar o estado de comutação apenas no início do próximo instante após a execução das medidas, resultando num atraso de um período de amostragem, desprezando o tempo que as medições das variáveis leva a executar [46].

O efeito deste atraso tem um grande impacto na performance do controlador e será necessária a implementação de uma estratégia para compensar o atraso [39, 40]. É possível implementar um modelo baseado em previsões por forma a compensar o atraso provocado pela estratégia de controlo onde as variáveis no instante de amostragem seguinte, $k+1$ são extrapolações usadas como condição inicial para as previsões para $k+2$. Por forma a calcular $\underline{\psi}_s^p(k+1)$ e $\underline{i}_s^p(k+1)$ são usadas as equações (3.15) e (3.17) substituindo $\underline{v}_s(k)$ por $\hat{\underline{v}}_s(k)$, obtendo assim apenas uma previsão para cada variável controlada.⁵ As previsões para $k+2$ fluxo, binário e corrente são calculadas de acordo com (3.15), (3.16) e (3.17) em avanço um período de amostragem.

⁵ Relativamente ao PTC sem compensação do atraso, o aumento do tempo de execução do algoritmo devido à introdução do cálculo das extrapolações para $k+1$ é desprezável.

As equações (3.21), (3.22) e (3.23) são expressas em função da tensão a aplicar ao estator do motor no instante $k+1$, $\underline{v}_s(k+1)$ que depende do estado de comutação a ser aplicado no mesmo instante ao inversor, $\mathbf{S}(k+1)$.

$$\underline{\psi}_s^p(k+2) = \underline{\psi}_s^p(k+1) + T_s \cdot \underline{v}_s(k+1) - R_s T_s \cdot \underline{i}_s^p(k+1) \quad (3.21)$$

$$\underline{i}_s^p(k+2) = C_1 \cdot \underline{i}_s^p(k+1) + \frac{T_s}{L_\sigma} \cdot \underline{v}_s(k+1) + C_2 \cdot \underline{\psi}_r^p(k+1) \quad (3.22)$$

$$T^p(k+2) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}\{\underline{\psi}_s^{\dagger p}(k+2) \cdot \underline{i}_s^p(k+2)\}. \quad (3.23)$$

Considerando a eliminação do atraso provocado pela estratégia de controlo na implementação digital, a função custo a minimizar é dada por:

$$g = \frac{\left| \underline{\psi}_s^* - \underline{\psi}_s^p(k+2) \right|}{\left| \underline{\psi}_{sn} \right|} + \lambda_T \frac{\left| T^* - T^p(k+2) \right|}{T_n}. \quad (3.24)$$

Assim, o vetor de tensão que minimiza a função custo é seleccionado para aplicar ao motor no período de amostragem seguinte:

$$\underline{v}_{sot}(k+1) = \arg \min_{\{\underline{v}_{s0}, \underline{v}_{s1}, \dots, \underline{v}_{s7}\}} g(\underline{v}_s(k+1)). \quad (3.25)$$

Na Fig. 10 é representado o diagrama temporal que demonstra o funcionamento do PTC com compensação do atraso devido ao tempo de execução do algoritmo. Neste caso, o vetor dos sinais de controlo do inversor correspondente ao vetor de tensão ótimo $\mathbf{S}(k+1)$, é apenas enviado no instante seguinte após a execução da leitura das grandezas medidas.

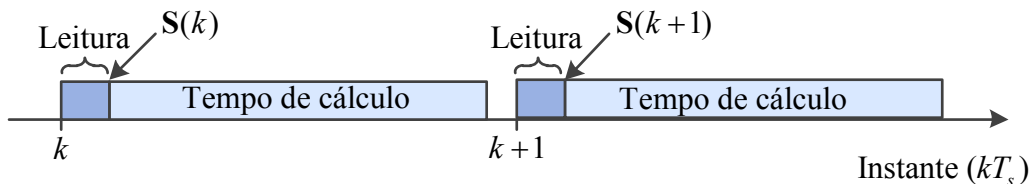


Fig. 10 - Diagrama temporal do PTC com compensação do atraso devido ao tempo execução do algoritmo.

3.7 Método alternativo de compensação do atraso

Como é sugerido em [49], se os processos de amostragem e de comutação estiverem devidamente sincronizados, o efeito do *aliasing* faz com o sinal amostrado seja reconstruído a partir do seu valor médio. O *ripple* proveniente dos sinais amostrados é assim minimizado, substituindo a utilização de filtros passa-baixo que iriam ainda introduzir atrasos temporais. No caso do controlo preditivo baseado em modelos, a utilização seria insustentável, uma vez que em cada instante estariam a ser feitas predições com medições atrasadas no tempo.

No caso do PTC, por forma a sincronizar ambos os processos de amostragem e comutação, a leitura dos sinais vai ser feita no início do período de amostragem e a comutação irá ser efectuada a meio do período de amostragem. Por forma a manter o tempo de amostragem baixo, o estado de comutação calculado num dado período apenas irá ser aplicado no período imediatamente seguinte, podendo ajustar assim a janela do tempo de amostragem ao tempo de execução do algoritmo, resultando num atraso de 1.5 períodos de amostragem. Na Fig. 11 é possível observar as diferenças na reconstrução do sinal amostrado.

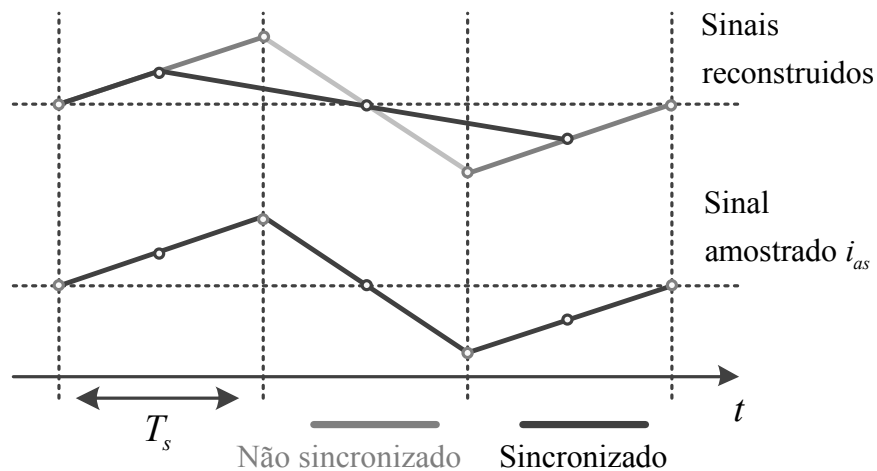


Fig. 11 - Exemplo de amostragem sincronizada e não sincronizada.

Por forma a compensar este atraso, é possível implementar uma solução semelhante à anterior baseada em predições, em que as variáveis no instante $k+1.5$ são extrapolações usadas como condição inicial para o cálculo das predições em $k+2.5$. A predição de ambas as grandezas para $k+1.5$ é calculada a partir das equações (3.15), (3.16) e (3.17) em função da tensão estimada

$\hat{v}_s(k)$, a partir do estado de comutação $\mathbf{S}(k)$ aplicado entre $k+0.5$ e $k+1.5$. As previsões do fluxo estatórico e do binário para $k+2.5$ são dadas pelas equações:

$$\underline{\psi}_s^p(k+2.5) = \underline{\psi}_s^p(k+1.5) + T_s \cdot \underline{v}_s(k+1) - R_s T_s \cdot \underline{i}_s^p(k+1.5) \quad (3.26)$$

$$\underline{i}_s^p(k+2.5) = C_1 \cdot \underline{i}_s^p(k+1.5) + \frac{T_s}{L_\sigma} \cdot \underline{v}_s(k+1) + C_2 \cdot \underline{\psi}_r^p(k+1.5) \quad (3.27)$$

$$T^p(k+2.5) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}\{\underline{\psi}_s^{\dagger p}(k+2.5) \cdot \underline{i}_s^p(k+2.5)\}. \quad (3.28)$$

A função custo a minimizar e o vetor de tensão a aplicar em $k+1$ são dados por:

$$g = \frac{\left| \|\underline{\psi}_s^*\| - \|\underline{\psi}_s^p(k+2.5)\| \right|}{|\underline{\psi}_{sn}|} + \lambda_T \frac{|T^* - T^p(k+2.5)|}{T_n} \quad (3.29)$$

$$\underline{v}_{sot}(k+1) = \arg \min_{\{\underline{v}_{s0}, \underline{v}_{s1}, \dots, \underline{v}_{s7}\}} g(\underline{v}_s(k+1)). \quad (3.30)$$

Na Fig. 12 é representado o diagrama temporal das tarefas a executar pelo PTC com compensação alternativa de atraso. A meio do instante de amostragem, é enviado o vetor dos sinais de comando dos IGBTs ao inversor $\mathbf{S}(k)$, correspondente à tensão $\underline{v}_s(k)$, selecionado no instante anterior. É de salientar que as previsões para o instante $k+1.5$ são calculadas em função do vetor de tensão $\underline{v}_s(k)$ e das variáveis medidas em k . Por fim, depois de calculadas as previsões para $k+2.5$ é selecionado através de (3.30) o vetor de tensão $\underline{v}_s(k+1)$ e o respetivo vetor dos sinais de comando para o inversor $\mathbf{S}(k+1)$ a aplicar a meio do período $k+1$.

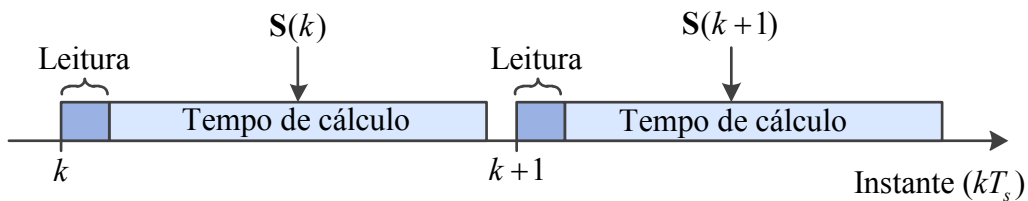


Fig. 12 - Diagrama temporal do PTC com compensação alternativa do atraso.

4. Resultados de simulação

A simulação da estratégia de controlo apresentada no capítulo anterior em ambiente MATLAB/Simulink é fundamental para avaliar o desempenho do controlador e para a validação de resultados requerida antes da execução experimental. A simulação do funcionamento do acionamento elétrico é também útil para ajustar os parâmetros de controlo como o fator de peso na função objetivo e os ganhos proporcional e integral do controlador de velocidade.

Na simulação foram usados modelos discretos de um retificador e inversor trifásicos, para além de um modelo do motor de indução trifásico, que foi retirado de [45]. Os parâmetros utilizados no modelo encontram-se no Anexo A e correspondem a um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo de 3 kW. O tempo de amostragem utilizado no modelo de simulação foi de 30 μ s. O modelo de simulação é apresentado em pormenor no Anexo B.

Neste capítulo, o funcionamento do motor em regime permanente irá ser avaliado em diferentes regimes de carga e a velocidades distintas. Por fim será também feita uma comparação entre 2 variantes da estratégia de controlo: sem compensação de atrasos e com compensação de atraso e implementação do estado de comutação no início do tempo de amostragem.

4.1 Funcionamento do acionamento em regime permanente

Para a análise do funcionamento em regime permanente foram testados 2 níveis de carga: $T_L = 0$ Nm e $T_L = 18$ Nm. Para cada nível de carga foram utilizadas 3 velocidades de referência distintas: 600 rpm, 1000 rpm e 1400 rpm. Os resultados relativos ao funcionamento do acionamento em regime de carga nulo encontram-se na Fig. 13 onde é representada a tensão simples aplicada \hat{v}_{as} , corrente de alimentação i_{as} , o binário desenvolvido \hat{T} e as componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico estimado, $\hat{\psi}_{s\alpha}$ e $\hat{\psi}_{s\beta}$. As componentes do fluxo são estimadas pelo estimador híbrido e o binário é calculado através de (3.7). A tensão simples do motor é calculada através da tensão do barramento DC e o estado de comutação aplicado ao inversor pela estratégia de controlo.

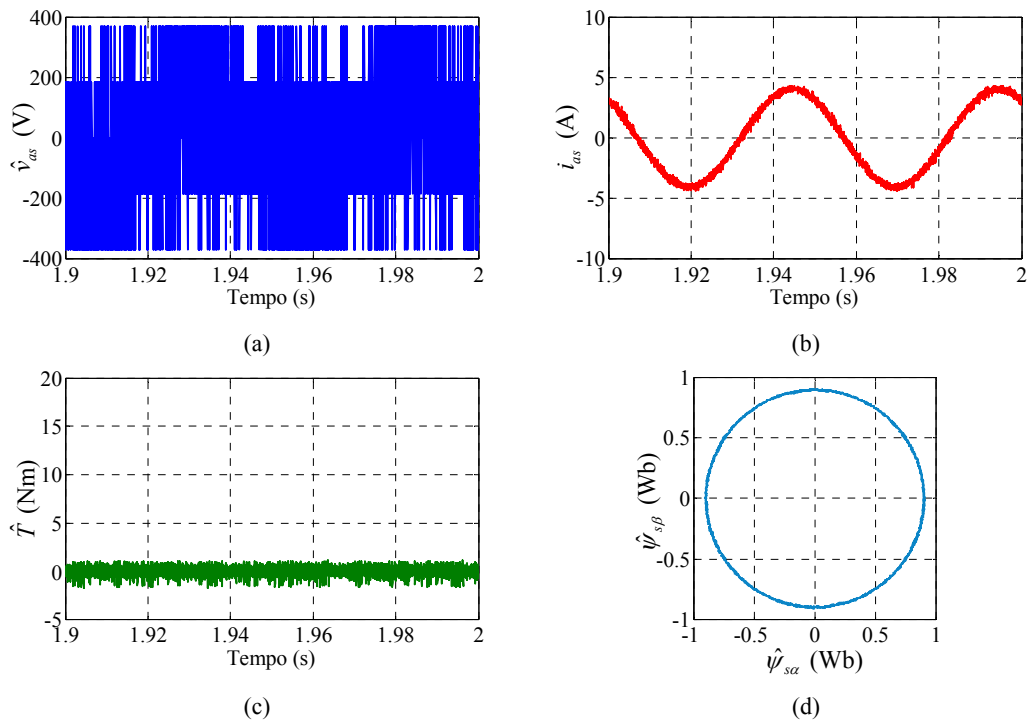


Fig. 13 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 600 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático estimado.

Com os resultados obtidos, é possível verificar que o PTC consegue obter boas formas de corrente com baixa distorção harmónica, embora não possua um controlador de corrente. A baixa distorção nas correntes deve-se ao facto da estratégia controlar o fluxo diretamente fazendo com que este descreva um caminho circular óptimo. A forma circular da representação gráfica das componentes do fluxo $\psi_{s\beta}$ em função de $\psi_{s\alpha}$ é o resultado de uma variação sinusoidal das mesmas componentes em função do tempo e um desfasamento de 90° entre ambas. Também o binário desenvolvido pelo motor em regime permanente apresenta uma boa forma de onda com pequeno *ripple* (cerca de 1 Nm). É possível observar que a tensão de alimentação do motor não possui uma forma sinusoidal, isto deve-se à natureza discreta das tensões de saída do inversor.

Os restantes resultados relativos ao funcionamento em regime permanente do acionamento para um binário de carga nulo são mostrados na Fig. 14 e na Fig. 15, para as velocidades de referência de 1000 rpm e 1400 rpm respetivamente. Para o funcionamento com um binário de carga de 18 Nm os resultados estão representados nas Fig. 16-18.

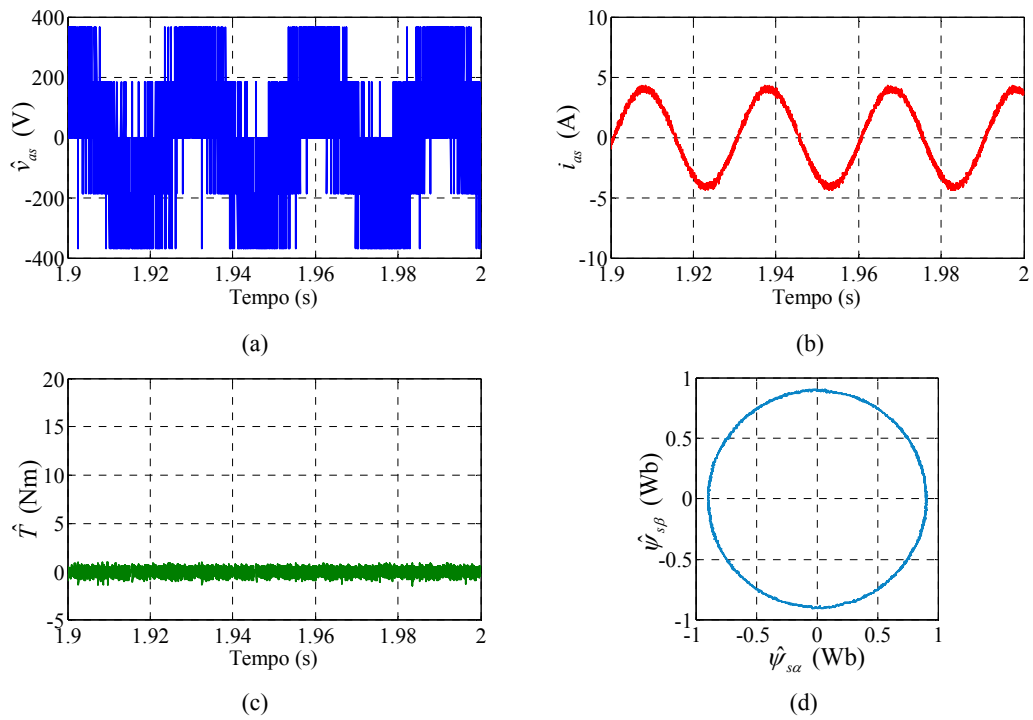


Fig. 14 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1000 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.

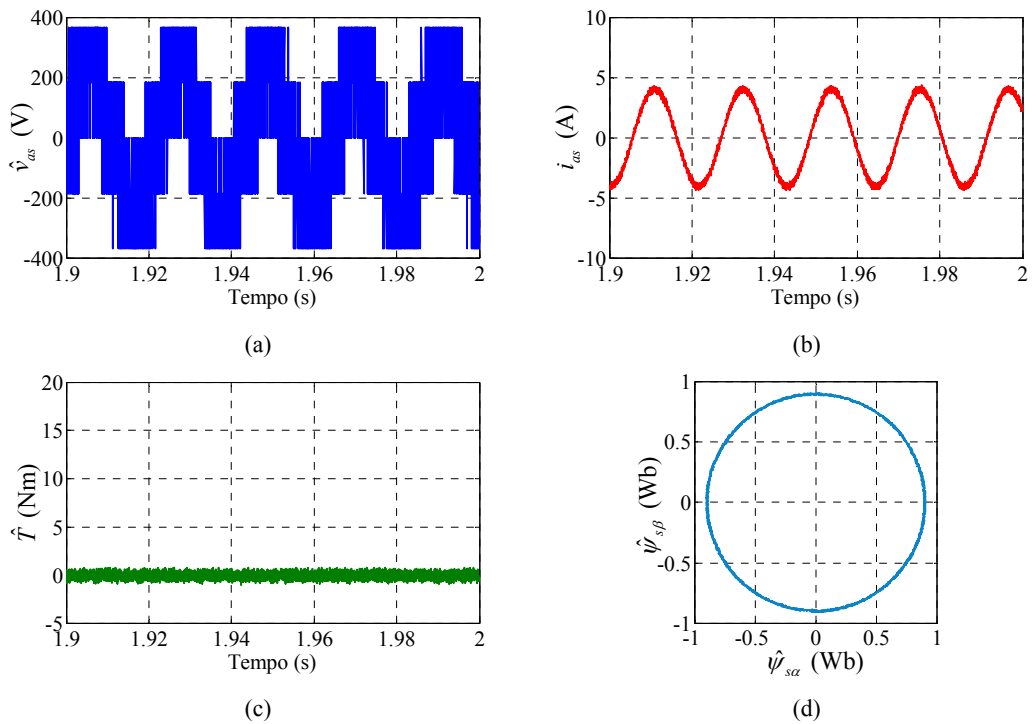


Fig. 15 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.

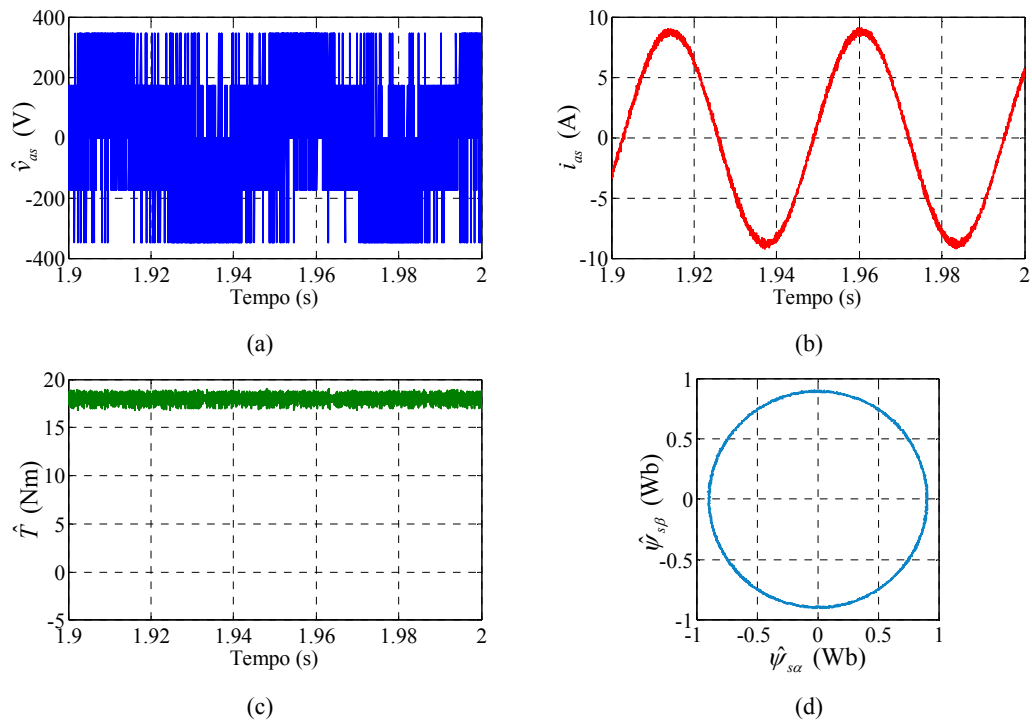


Fig. 16 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 600 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

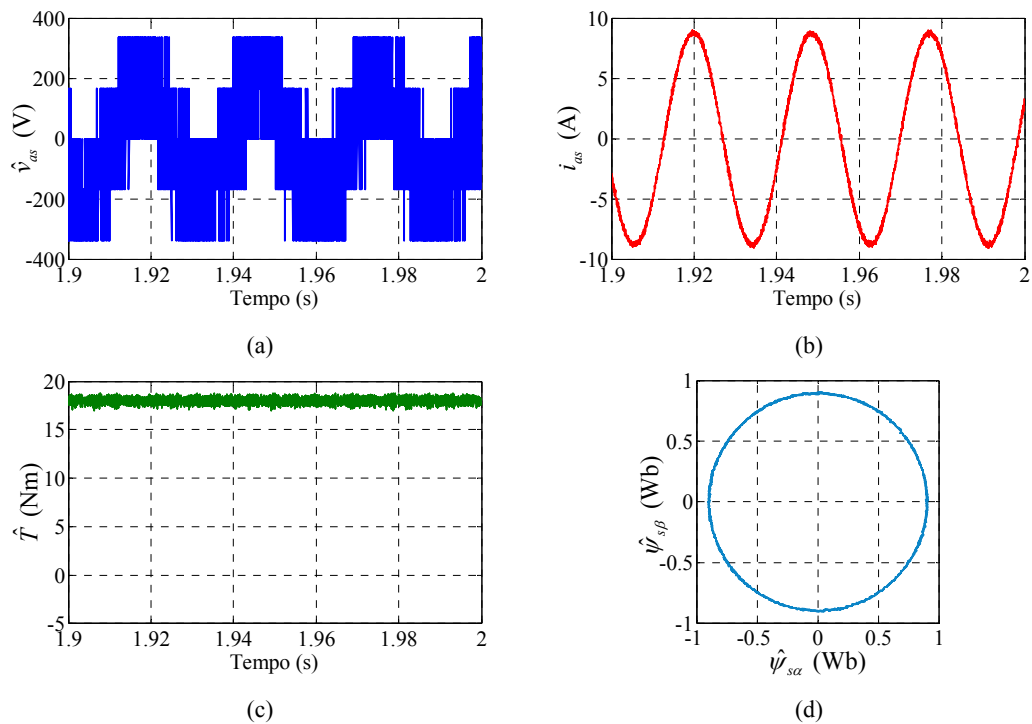


Fig. 17 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1000 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

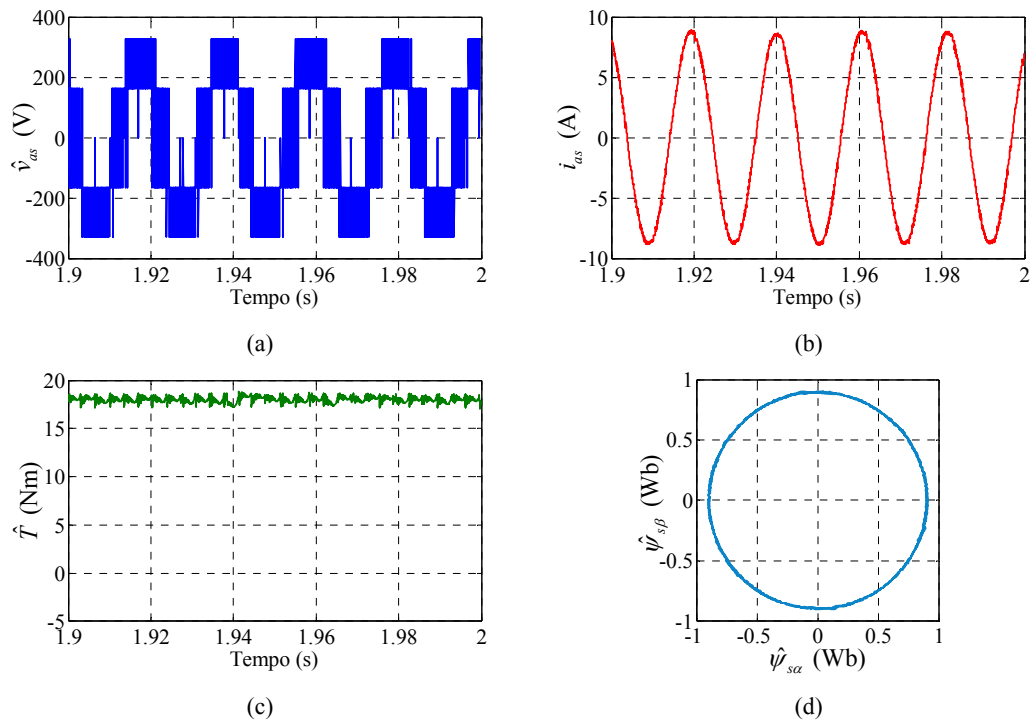


Fig. 18 - Resultados de simulação relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

Nos resultados relativos às variáveis controladas pela estratégia, fluxo estático e binário, verificou-se que o aumento da velocidade de referência fez com que as oscilações e o ruído presentes no sinal diminuíssem em ambos. Na tensão de alimentação, à medida que a velocidade subiu, o termo fundamental da onda aumentou fazendo com que fosse obtida uma forma mais parecida com uma onda sinusoidal. Por fim na corrente de alimentação, verificou-se uma diminuição do ruído à medida que a velocidade aumentou devido à melhor forma de onda do fluxo.

Depois de observar estes resultados é possível desde já destacar as baixas oscilações de binário e uma boa forma de onda da corrente comparativamente às técnicas de controlo estabelecidas (DTC e FOC).

O peso relativo do binário na função custo λ_r foi ajustado experimentalmente⁶ para 0.5 nas simulações relativas a esta secção.

⁶ Na secção 5.4 é feita uma análise da escolha do peso do binário na função custo baseada em resultados experimentais tendo em conta os erros das variáveis controladas, o binário eletromagnético e o fluxo estático.

4.2 Compensação do atraso no modelo de simulação

Para comparação do funcionamento do acionamento sem e com compensação do atraso devido ao tempo de cálculo, foi simulado a aplicação de uma velocidade de referência de 1400 rpm, um binário de carga de 9 Nm e um peso relativo do binário de 0.5 na função custo. Para análise de ambos os casos foi obtida a representação temporal da corrente de alimentação i_{as} , o espectro da mesma corrente, variação do binário estimado \hat{T} e as componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático, $\hat{\psi}_{s\alpha}$ e $\hat{\psi}_{s\beta}$. Na Fig. 19 são apresentados os resultados para o caso em que não há compensação dos atrasos e na Fig. 20 para o caso com compensação de atrasos.

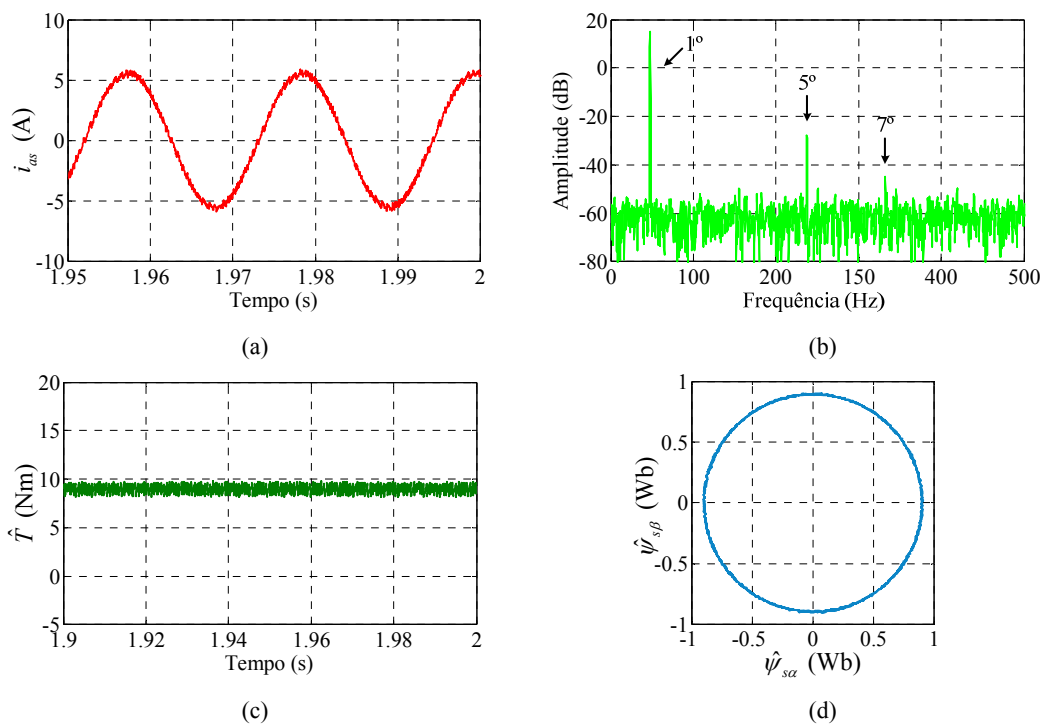


Fig. 19 - Resultados obtidos com o modelo de simulação sem compensação de atrasos para o funcionamento em regime permanente: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

Na representação gráfica do espectro de frequências da corrente optou-se por representar em pormenor apenas até aos 500 Hz por forma a observar os harmónicos de maior relevância (1°, 5° e 7°). As perdas no ferro do motor são proporcionais à frequência da corrente. Desta forma, a presença de harmónicos na corrente de alimentação do motor faz com que o valor das perdas no ferro aumente e a temperatura do motor suba [50]. Neste caso é possível observar que as amplitudes do 5° e 7° harmónico são muito baixas em relação ao termo fundamental sendo este aumento nas perdas pouco significativo.

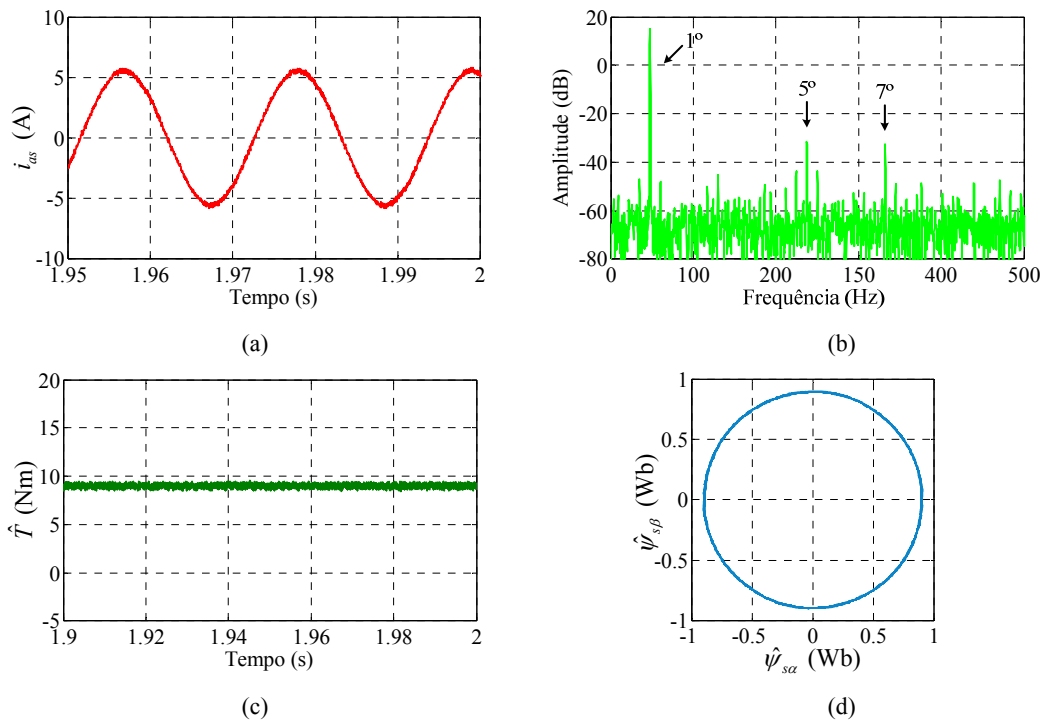


Fig. 20 - Resultados obtidos com o modelo de simulação com compensação de atrasos para o funcionamento em regime permanente: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

É possível observar que no caso em que o atraso devido à execução do algoritmo é tido em conta, o desempenho do controlador melhora substancialmente. As variáveis controladas diretamente, o binário desenvolvido pelo motor e o fluxo estático apresentam menos ruído ou oscilações, uma vez que os estados de comutação são escolhidos com base em predições com maior exatidão. Como consequência, a corrente de alimentação do motor apresenta uma menor distorção harmónica. A distorção da corrente de alimentação da fase a , pode ser expressa em termos da distorção total da forma de onda (TWD) [51] através de:

$$\text{TWD} = \frac{\sqrt{I_{as}^2 - I_{as,1}^2}}{I_{as,1}} \times 100\%, \quad (4.1)$$

em que I_{as} corresponde ao valor eficaz da corrente da fase a de alimentação do motor e $I_{as,1}$ corresponde ao valor eficaz do termo fundamental da mesma.⁷

⁷ Nesta dissertação, no cálculo de todos os valores eficazes foram tidas em conta 1.667×10^5 amostras, o que corresponde a um sinal com duração de 5 s amostrado com $T_s = 30 \mu\text{s}$.

Por forma a quantificar o ruído ou oscilações presentes nos sinais das variáveis controladas, foi calculado o seu erro em relação aos valores de referência. Os erros do fluxo estatórico e do binário desenvolvido pelo motor foram calculados através das expressões:

$$E_{F_s} = \sqrt{\frac{1}{N_s} \sum_{m=1}^{N_s} \frac{\left| |\psi_s^*| - |\hat{\psi}_s[m]| \right|^2}{|\psi_s^*|^2}} \times 100 \quad (4.2)$$

$$E_T = \sqrt{\frac{1}{N_s} \sum_{m=1}^{N_s} \frac{\left| T^* - \hat{T}[m] \right|^2}{T_n^2}} \times 100, \quad (4.3)$$

em que N_s corresponde ao número de amostras tidas em conta no cálculo, m ao índice de cada amostra que varia entre 0 e N_s , $\hat{\psi}_s[m]$ ao fluxo estatórico estimado na amostra m e $\hat{T}[m]$ ao binário estimado na amostra m .

Os resultados do cálculo do TWD, valor eficaz do erro do fluxo estatórico E_{F_s} , valor eficaz do erro do binário desenvolvido pelo motor E_T e frequência de comutação média \bar{F}_{sw} para ambos os casos em estudo são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 - Resultados obtidos com o modelo de simulação para os casos do PTC sem compensação de atraso e PTC com compensação de atraso.

	PTC sem compensação do atraso	PTC com compensação do atraso
TWD	5.22 %	4.09 %
E_{F_s}	0.44 %	0.27 %
E_T	2.32 %	1.19 %
\bar{F}_{sw}	4.47 kHz	5.35 kHz

Através dos resultados obtidos é possível observar também que a frequência de comutação dos IGBTs aumentou no caso do PTC com compensação de atraso, o que resulta em mais ruído de alta frequência na corrente de alimentação. Na prática, as perdas por comutação dos IGBTs são proporcionais à frequência de comutação, o que significa que segundo os resultados de simulação, no caso do PTC com compensação de atraso as perdas são maiores.

No espectro da corrente em ambos os casos é possível observar a presença do 5º e 7º harmónico para além do termo fundamental. Os seus valores em relação ao termo fundamental são dados na Tabela 3.

Tabela 3 - Resultados obtidos para a amplitude dos harmónicos da corrente de alimentação em relação à componente fundamental.

	PTC sem compensação do atraso	PTC com compensação do atraso
5º Harmónico	0.73 %	0.49 %
7º Harmónico	0.41 %	0.42 %

Na simulação do PTC com compensação de atraso, o 5º harmónico diminui em relação à simulação do PTC sem compensação de atraso. No caso do 7º harmónico, a sua amplitude relativa é semelhante em ambos os casos.

5. Resultados experimentais

Por forma a validar os resultados de simulação, o controlo preditivo de binário foi implementado em ambiente laboratorial num motor de indução trifásico de 3kW com rotor em gaiola de esquilo. O presente capítulo começa por abordar os aspetos relativos à constituição do acionamento elétrico e por mostrar resultados experimentais obtidos em diferentes regimes para várias condições de carga e velocidade. Seguidamente, é discutida a seleção do ganho relativo do binário na função custo e são comparadas a estratégia de controlo sem compensação com ambas as estratégias de compensação do atraso. Por fim, também são discutidas algumas questões de otimização por parte do projetista e alguns problemas de implementação práticos, acompanhados de resultados experimentais.

5.1 Componentes e controlo do acionamento elétrico em tempo real

O acionamento elétrico implementado para a realização dos ensaios experimentais é apresentado na Fig. 21. O acionamento elétrico em questão é constituído por um motor de indução trifásico a controlar pelo PTC, um motor de indução trifásico com a função de produzir binário de carga controlado por um variador eletrónico de velocidade (VSD), um inversor trifásico, um retificador trifásico, um circuito de isolamento, um circuito de medição e acondicionamento de sinais e uma plataforma de controlo dSPACE DS 1103.

O motor a ser controlado pela estratégia de controlo implementada na plataforma dSPACE é um motor de indução trifásico de 3 kW de 2 polos com rotor em gaiola de esquilo e com os enrolamentos do estator permanentemente ligados em triângulo. O motor destinado à produção de binário de carga, é um motor de indução trifásico de 2 polos de 7.5 kW com rotor em gaiola de esquilo, ligado em triângulo e é controlado por um variador eletrónico de velocidade. Ambos os motores são acoplados através do veio usando um acoplamento semiflexível.

O retificador utilizado é constituído por uma ponte trifásico de díodos, enquanto o inversor utilizado é uma ponte inversora de 2 níveis. A ponte inversora é constituída por seis IGBTs com respetivo diodo roda-livre. O circuito de isolamento, através do qual são transmitidos os sinais de

controle dos IGBTs, garante o isolamento galvânico entre o circuito de potência de alimentação do motor e a plataforma dSPACE. No barramento DC do inversor é ligado em paralelo um banco de condensadores C_{bus} , com a função de diminuir a distorção da tensão e uma resistência de carga R_{bus} por forma dissipar a potência enviada pelo motor quando este entra em travagem eletromagnética. A montagem laboratorial do acionamento elétrico é apresentada em detalhe no Anexo C.

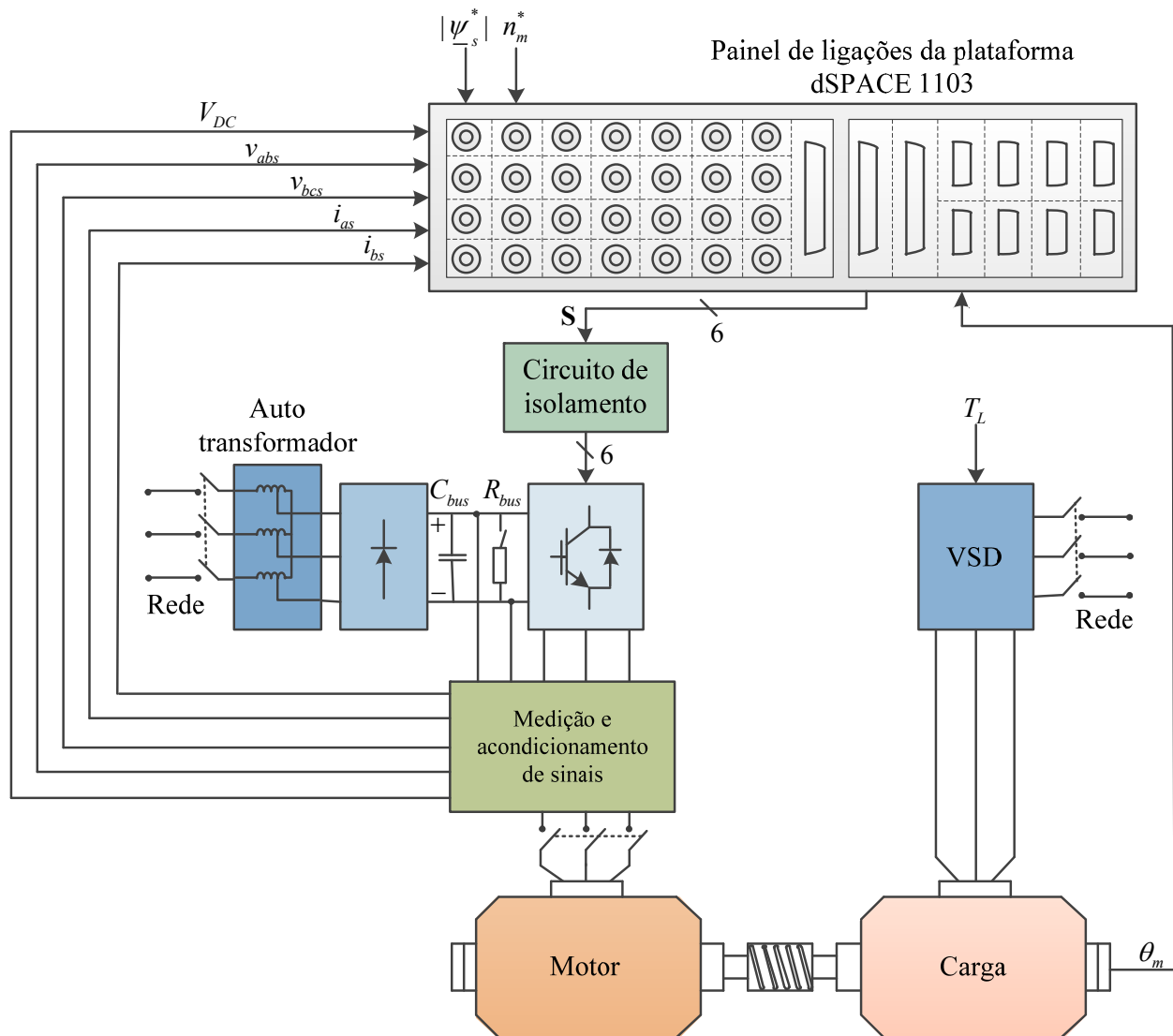


Fig. 21 - Montagem experimental.

O controlo do acionamento elétrico é realizado pela plataforma de controlo dSPACE 1103 que recebe os sinais de corrente de alimentação de 2 fases do motor, 2 tensões compostas aplicadas ao estator do motor, o sinal da tensão do barramento DC e o sinal do *encoder*. Os

sinais de corrente e tensão lidos, são obtidos a partir do circuito de medição e acondicionamento de sinais que contém sensores de corrente ou tensão onde é feita a conversão de sinais de potência em sinais que podem ser lidos pelo dSPACE. Por forma a conhecer a posição angular do rotor do motor, foi utilizado um *encoder* incremental de 1024 pontos por rotação. A referência do fluxo estatórico foi definida antes de colocar o acionamento em funcionamento, enquanto a referência da velocidade do motor é definida em tempo real pelo utilizador.

O controlador foi construído em ambiente MATLAB/Simulink utilizando a *Toolbox Real Time Interface* a partir do modelo previamente feito para o Capítulo 4, com algumas alterações ao nível do tratamento das entradas e proteções. Ao nível das entradas foram tidos em conta os ganhos de sinal relativos aos circuitos de acondicionamento por forma a obter como entrada os valores lidos de corrente/tensão na escala correta. Para garantir a integridade do equipamento usado, foi necessário introduzir um sistema de proteções que atuaria no sentido de deixar de enviar sinais de controlo para o inversor caso a corrente ou tensão do barramento DC ultrapassasse determinados valores. O modelo do controlador em Simulink é apresentado em detalhe no Anexo D e os parâmetros do acionamento encontram-se no Anexo A.

Para construção de um painel de controlo que garantisse a interação em tempo real entre o sistema de controlo e o utilizador foi utilizado o programa ControlDesk. No painel de controlo o utilizador é capaz de controlar as proteções, corrigir valores médios dos sinais lidos e ajustar parâmetros com o acionamento elétrico em funcionamento como a velocidade de referência, o ganho relativo da função custo, ganhos dos controladores PI do estimador híbrido e do controlador de velocidade, etc. Existe também a possibilidade de, com o motor desligado, escolher o modo de controlo do motor (velocidade ou binário)⁸ e ajustar parâmetros como o binário nominal e fluxo nominal/referência. O ControlDesk permite também a visualização em tempo real e/ou a captura das variáveis lidas e das variáveis internas do programa do controlador em MATLAB/Simulink.

⁸ Nesta dissertação os ensaios experimentais realizados foram sempre com o motor controlado pelo PTC em modo de controlo de velocidade, mas a estratégia de controlo foi feita também para permitir o controlo do motor em modo binário.

5.2 Funcionamento do acionamento em regime permanente

Tal como na secção 4.1, o funcionamento do acionamento foi testado em regime permanente para as mesmas condições de carga e velocidade. Nos ensaios práticos realizados ao longo capítulo foi definido para λ_T o valor de 0.5, por forma a ser favorável a todas as variantes do PTC, como irá ser demonstrado na secção 5.4. Os resultados relativos ao funcionamento do acionamento em regime de carga nulo com uma velocidade de referência de 600 rpm encontram-se na Fig. 22.

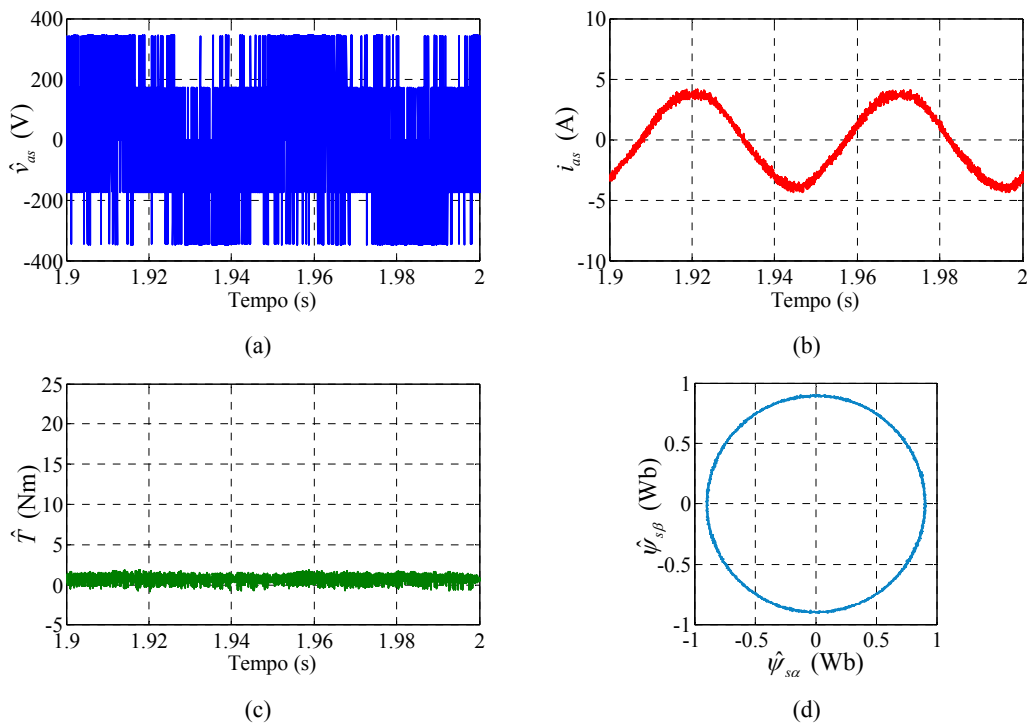


Fig. 22 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 600 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

O fluxo estático possui mais ruído devido às assimetrias da máquina que não são contempladas no modelo de simulação. Como consequência, tanto o sinal de corrente como o sinal de binário apresentam maior distorção. Os restantes resultados, para um binário de carga nulo, são apresentados na Fig. 23 e na Fig. 24 para as velocidades de referência 1000 rpm e 1400 rpm, respetivamente. Os resultados dos ensaios para um binário de carga de 18 Nm encontram-se nas Fig. 25-27 para as velocidades as diferentes velocidades de referência testadas.

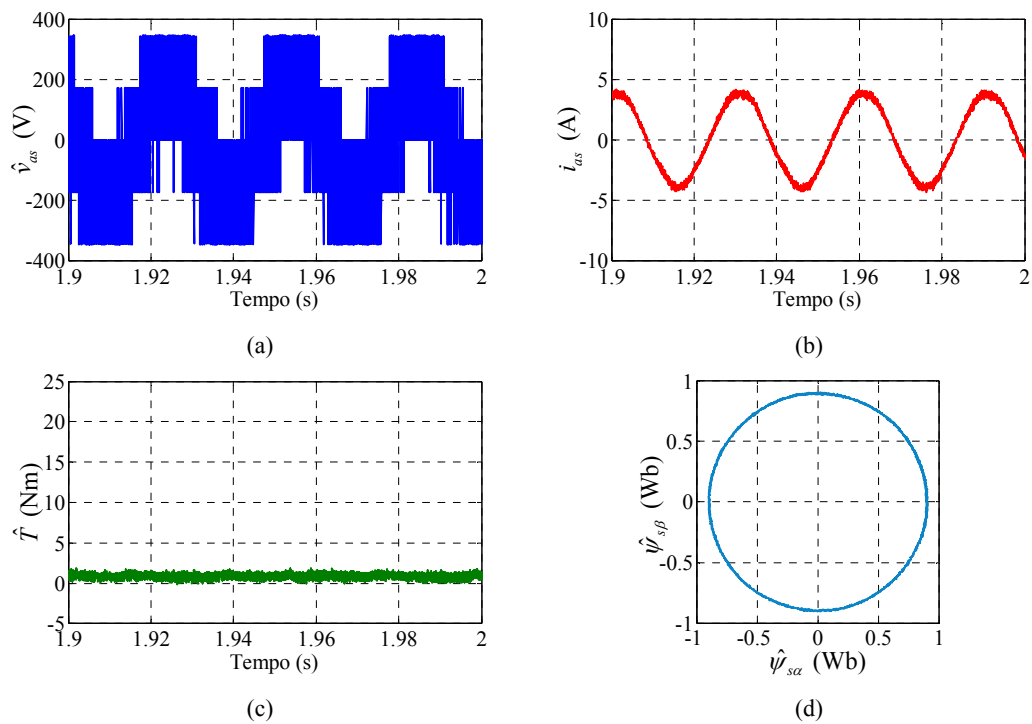


Fig. 23 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1000 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

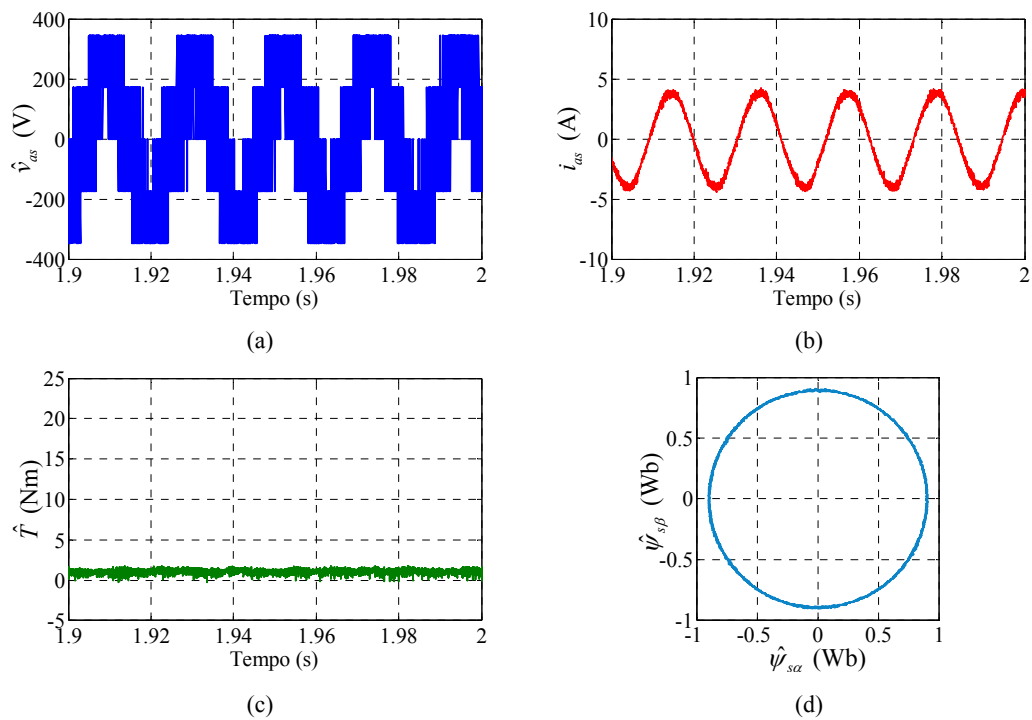


Fig. 24 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga nulo: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

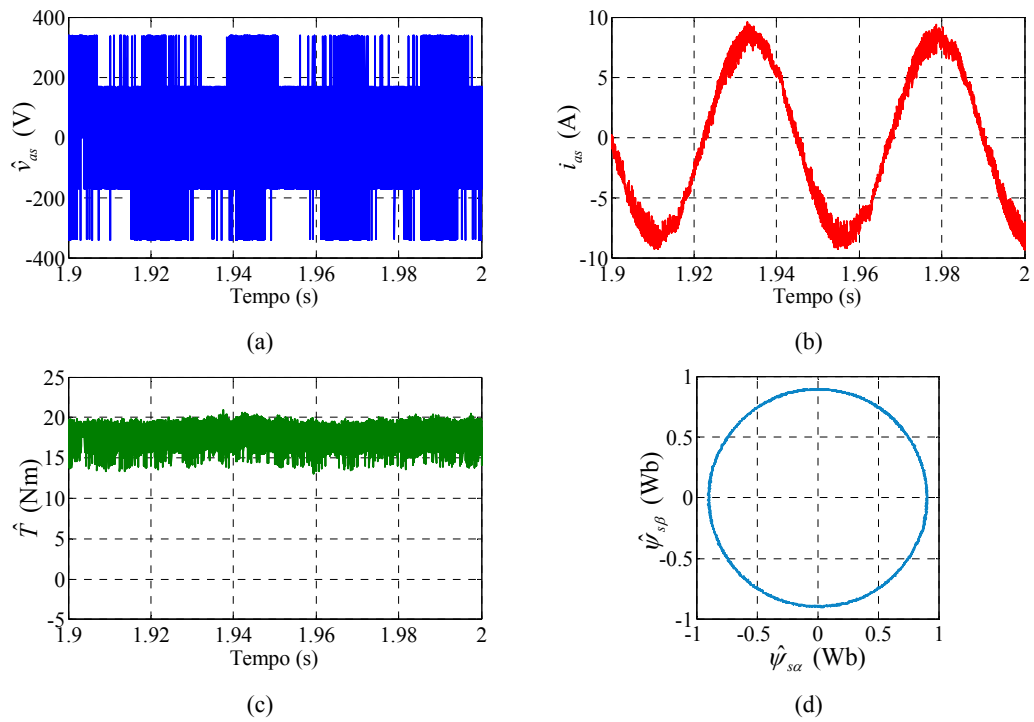


Fig. 25 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 600 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático estimado.

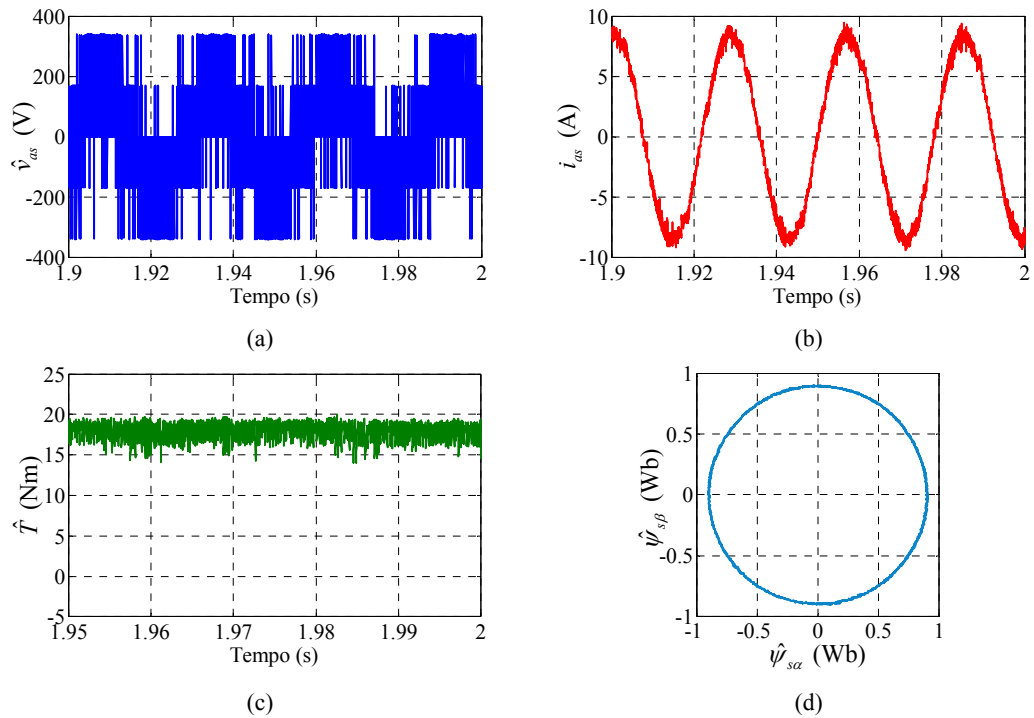


Fig. 26 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1000 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático estimado.

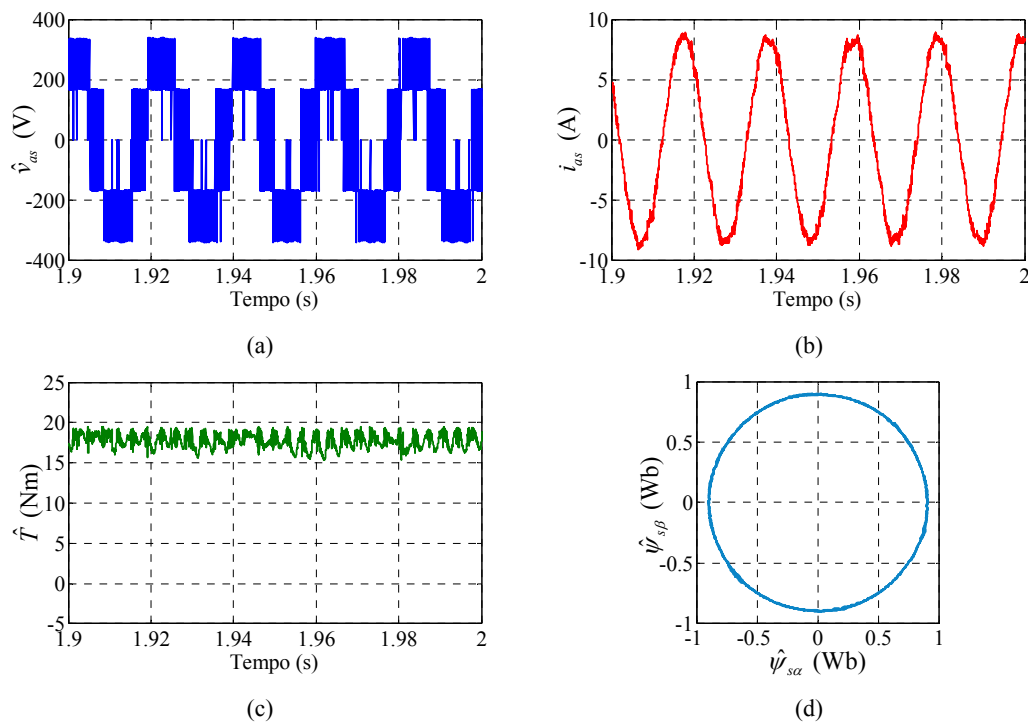


Fig. 27 - Resultados experimentais relativos ao funcionamento do acionamento com uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga de 18 Nm: (a) tensão simples de alimentação; (b) corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático estimado.

As oscilações e ruído presentes na forma de onda da corrente e do binário são devidas ao facto de a tensão simples de alimentação do motor proveniente do inversor estar limitada a 7 vetores de tensão distintos e de o vetor de tensão ótimo escolhido pelo PTC estar aplicado durante todo o período de amostragem. A presença de maior ruído a baixas velocidades é também uma causa desta limitação do inversor, uma vez que a velocidades menores do que a nominal, por forma a criar fluxo estático nominal no motor é necessária uma tensão de alimentação menor. Para tal, o PTC atua no inversor no sentido de forçar várias transições entre vetores de tensão estática ativos e nulos por forma a baixar o valor médio da tensão de alimentação do motor.

De uma forma geral os resultados obtidos são bons comparativamente a outras estratégias clássicas como o DTC e o FOC, a corrente de alimentação apresenta uma boa forma de onda sinusoidal devido à forma de onda circular das componentes do fluxo estático. Por outro lado, é possível observar que o binário desenvolvido pelo motor apresenta uma baixa oscilação devido ao seu controlo direto na estratégia.

5.3 Compensação do atraso na vertente experimental

De forma semelhante ao efetuado na secção 4.2, foi testado o funcionamento do acionamento controlado pelas três variantes da estratégia de PTC: sem compensação de atraso, com compensação de atraso e compensação de atraso alternativa. Por forma a comparar as três variantes foi escolhido como ponto de funcionamento uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga de 9 Nm. Na Fig. 28 são apresentados os resultados para o caso sem compensação de atraso.

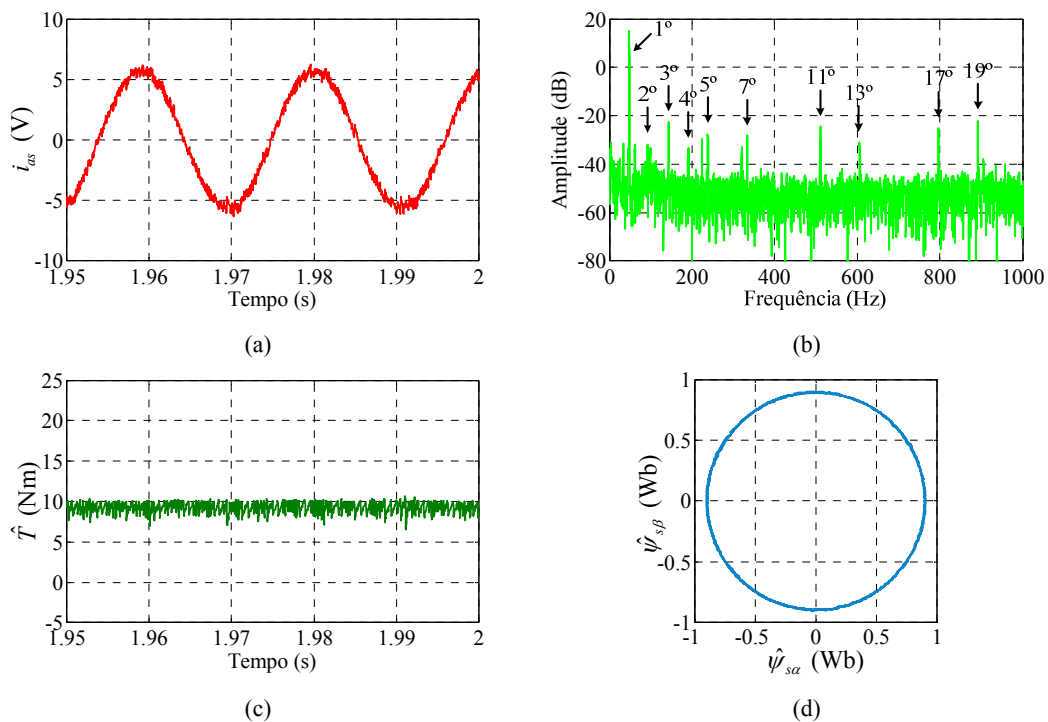


Fig. 28 - Resultados experimentais para o funcionamento controlado pela estratégia PTC sem compensação do atraso: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estatórico.

Comparativamente aos resultados obtidos com a simulação computacional, é possível observar agora um maior número de harmónicos de amplitude relevante na corrente de alimentação. Por forma a representá-los convenientemente, foi escolhido limitar o espetro das frequências em 1000Hz.

Na Fig. 29 encontram-se os resultados experimentais para o funcionamento do acionamento controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso e na Fig. 30 são apresentados os resultados experimentais para o acionamento controlado através da estratégia PTC com compensação alternativa, sugerida nesta dissertação.

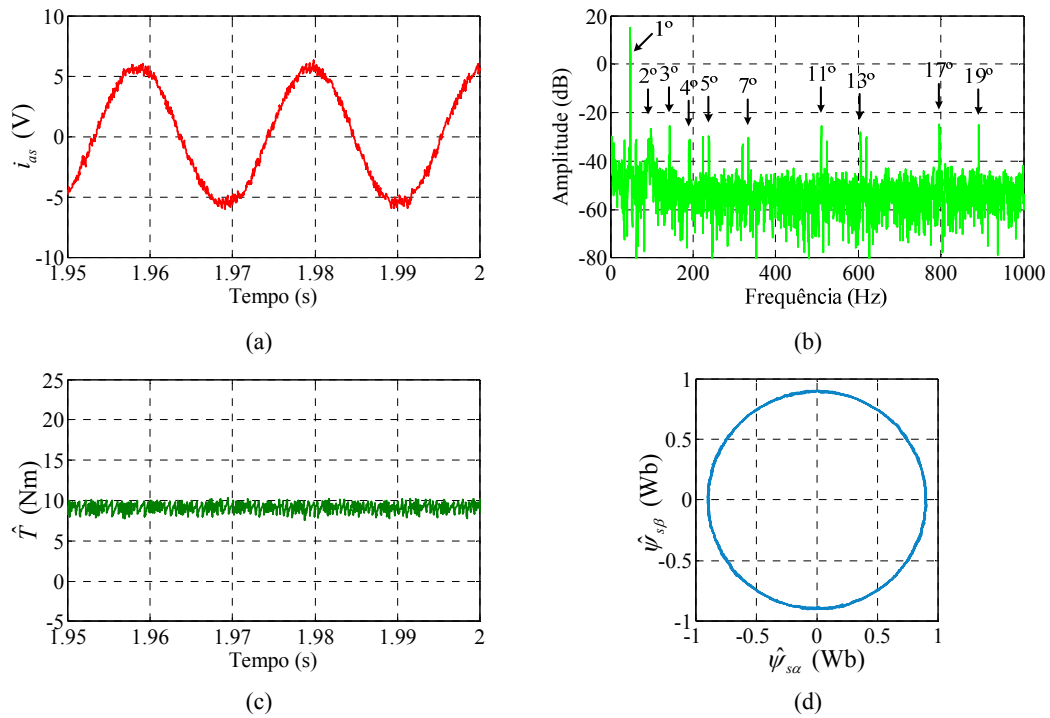


Fig. 29 - Resultados experimentais para o funcionamento controlado pela estratégia PTC com compensação do atraso: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

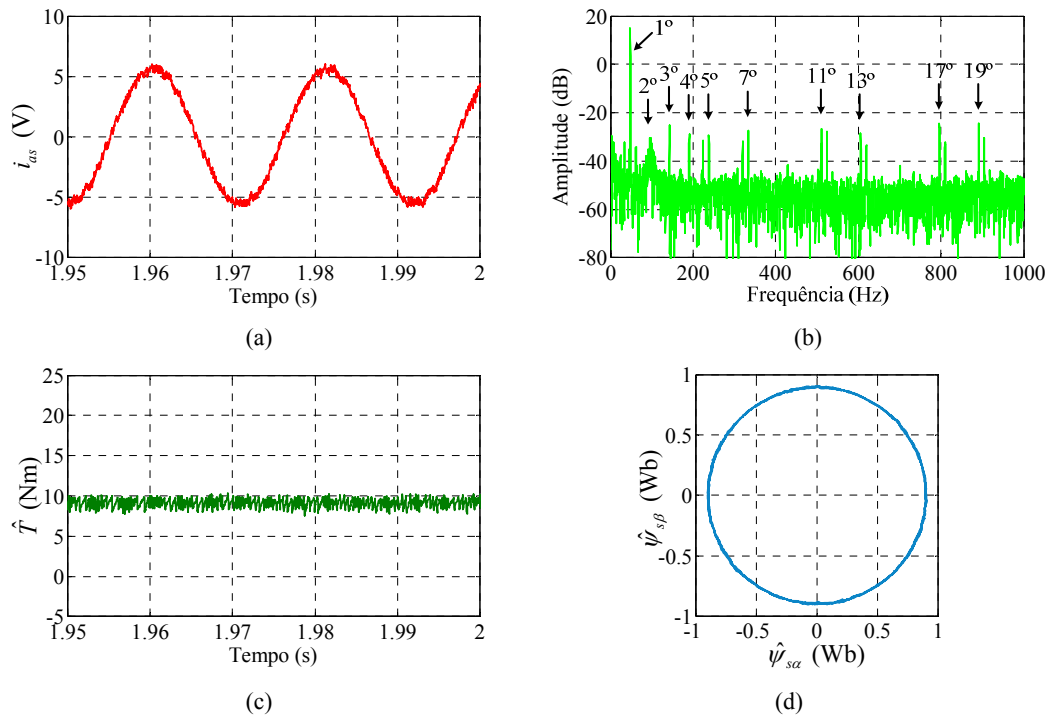


Fig. 30 - Resultados experimentais para o funcionamento controlado pela estratégia PTC com compensação do atraso alternativa: (a) corrente de alimentação; (b) espectro da corrente de alimentação; (c) binário eletromagnético; (d) componentes $\alpha\beta$ do fluxo estático.

Assim como nos resultados obtidos através da simulação as diferenças no uso de compensação do atraso no PTC são notórias. É possível verificar, comparando as variantes, que a forma de onda da corrente de alimentação do motor possui menos distorção e o binário possui menos oscilação no caso em que é feita a compensação do atraso alternativa. No caso da representação das componentes do fluxo, os resultados são semelhantes, justificando a análise da qualidade da onda através do cálculo do erro do fluxo.

Os resultados do cálculo do TWD, valor eficaz do erro do fluxo estatórico E_{Fs} , valor eficaz do erro do binário desenvolvido pelo motor E_T e frequência de comutação média \bar{F}_{sw} para os casos em estudo são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Resultados obtidos com o funcionamento do acionamento em regime permanente para os casos do PTC sem compensação de atraso e PTC com compensação de atraso.

	PTC sem compensação do atraso	PTC com compensação do atraso	PTC com compensação do atraso alternativa
TWD	8.43 %	5.21 %	4.44 %
E_{Fs}	0.44 %	0.36 %	0.34 %
E_T	4.32 %	3.25 %	3.68 %
\bar{F}_{sw}	4.47 kHz	4.13 kHz	5.38 kHz

Os resultados sugerem uma melhoria no funcionamento do motor, quando controlado pela estratégia de compensação sugerida neste trabalho. A distorção harmónica da corrente desce quase para metade em relação ao caso sem compensação e desce quase 1 % face à compensação de atraso. Os valores de E_{Fs} e E_T descem em ambas as variantes de compensação, o erro do binário é mais baixo na compensação sugerida na literatura enquanto que no caso do fluxo o erro é mais baixo na variante de compensação alternativa.

Um pormenor a destacar é a frequência de comutação média. No caso de compensação sugerido na bibliografia [39, 41] a frequência de comutação média desce, em relação ao caso sem compensação, enquanto no caso da compensação alternativa, o seu valor sobe. Uma maior

frequência de comutação média, provoca maiores perdas por comutação nos semicondutores do inversor trifásico utilizado.

Na Tabela 5 é possível consultar a amplitude dos harmônicos da corrente em relação ao termo fundamental nas três variantes do PTC testadas.

Tabela 5 - Amplitude dos harmônicos da corrente de alimentação de motor da fase a para as três variantes do PTC.

	PTC sem compensação do atraso	PTC com compensação do atraso	PTC com compensação do atraso alternativa
2° Harmónico	0.4477 %	0.8304 %	0.8706 %
3° Harmónico	1.2950 %	0.9522 %	0.9969 %
4° Harmónico	0.3790 %	0.4878 %	0.6271 %
5° Harmónico	0.7111 %	0.5879 %	0.6580 %
7° Harmónico	0.7064 %	0.5295 %	0.6570 %
9° Harmónico	0.1132 %	0.0857 %	0.0631 %
11° Harmónico	1.0734 %	0.9476 %	0.9185 %
13° Harmónico	0.4985 %	0.6839 %	0.6982 %
17° Harmónico	0.9880 %	1.0157 %	1.0441 %
19° Harmónico	1.3701 %	0.9685 %	1.0084 %

De uma forma geral, é possível observar uma diminuição da amplitude dos harmônicos da corrente quando é tida em conta compensação de atraso. É de destacar pela positiva a diminuição de amplitude dos harmônicos de sequência zero⁹, como o 3° e o 9° e de salientar pela negativa o aumento de amplitude nos harmônicos pares, 2° e 4° que contribuem para o aquecimento e conseqüente mau funcionamento do motor.

⁹ A presença de harmônicos de sequência zero quando o motor tem os enrolamentos do estator ligados em triângulo é devida a assimetrias do motor, que são mais significativas em motores de pequena potência.

5.4 Escolha do peso relativo do binário na função custo

No PTC, o objetivo é controlar simultaneamente o binário desenvolvido pelo motor e a magnitude do fluxo estático. A função custo é expressa como a soma de 2 termos, o erro do fluxo previsto e o erro do binário previsto em que o peso relativo do binário define a importância do controle do binário relativamente ao controle do fluxo.

Por forma a avaliar o desempenho da estratégia de controlo a diferentes valores do peso λ_T , foram definidos como indicadores de desempenho o valor eficaz do erro do fluxo e o valor eficaz do erro do binário. Por forma a garantir que a forma de onda da corrente de alimentação do motor possua menor distorção harmónica, foi considerado que $0 < \lambda_T < 1$ por forma a dar maior importância relativa ao controlo do fluxo. As variações de E_{F_s} e E_T em função de λ_T para as 3 variantes do PTC estão representadas na Fig. 31.

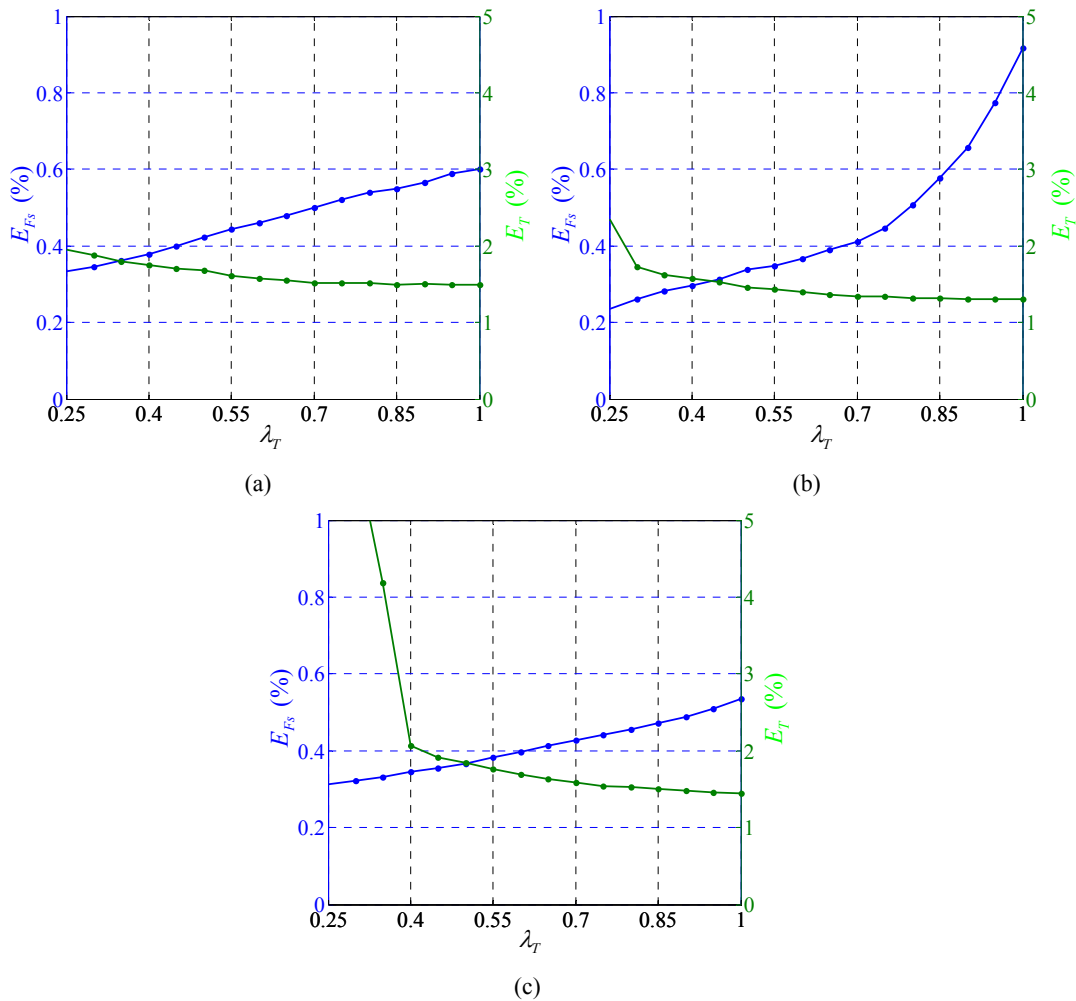


Fig. 31 - Influência do peso relativo do binário em relação ao fluxo nos erros do fluxo estático e binário nas três variantes do PTC: (a) sem compensação de atraso; (b) com compensação de atraso; (c) com compensação de atraso alternativa.

Como é possível verificar dos resultados acima a variação dos erros para as três variantes do PTC é bastante distinta. Na estratégia de compensação do atraso, com o peso unitário o erro do fluxo é muito elevado (perto de 1 %), enquanto na estratégia de compensação do atraso alternativa o erro do binário é muito elevado (superior a 5 %) ao utilizar $\lambda_r = 0.25$. O valor de peso utilizado nos resultados, $\lambda_r = 0.5$, ao longo deste capítulo revelou-se favorável a todas as variantes do PTC.

5.5 Funcionamento do acionamento em regime dinâmico

Por forma a caracterizar a rapidez e a efetividade da resposta do motor a perturbações de carga ou velocidade, foram realizados diversos testes em regime dinâmico, entre os quais: degrau de binário, degrau de velocidade e inversão do sentido de rotação do motor em carga. Nas diferentes situações em estudo é sempre feita a comparação do comportamento do acionamento controlado através de ambas as variantes de compensação de atraso no PTC.

5.5.1 Degrau de binário

Para realizar este teste, foi estabelecida uma velocidade de referência de 1400 rpm e um binário de carga nulo. Em $t=0.2$ s foi aplicado um binário de carga de 9 Nm. O comportamento da velocidade do rotor do motor e do binário eletromagnético para ambas as estratégias de compensação é mostrado nas Fig. 32 e Fig. 33, respetivamente.

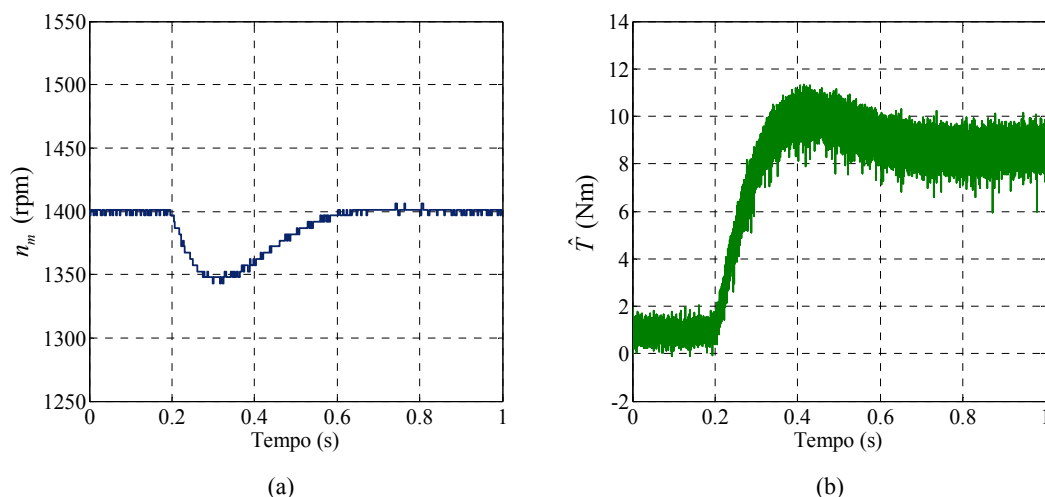


Fig. 32 - Resultados experimentais para o teste do impacto de carga com o acionamento controlado através da estratégia PTC com compensação de atraso: (a) velocidade de rotação; (b) binário eletromagnético.

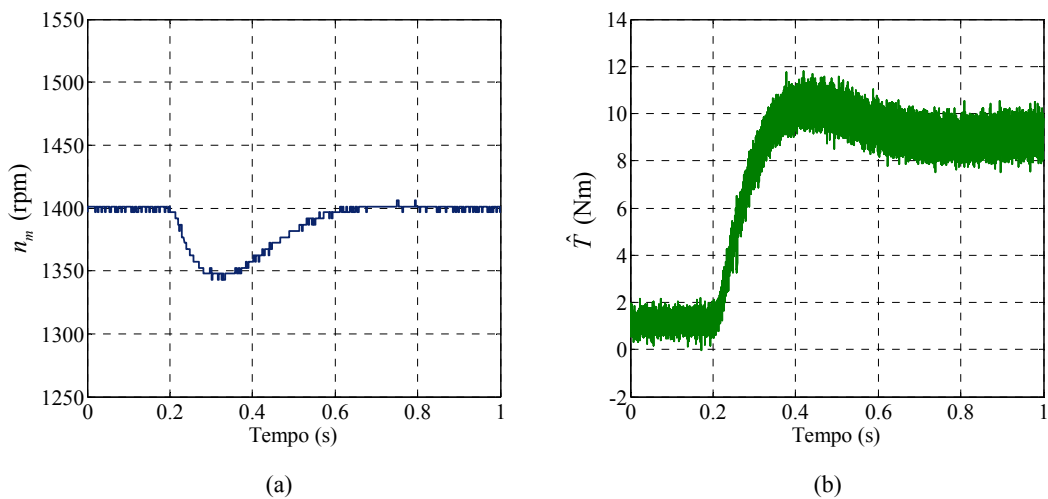


Fig. 33 - Resultados experimentais para o teste do impacto de carga com o acionamento controlado através da estratégia PTC com compensação de atraso alternativa: (a) velocidade de rotação; (b) binário eletromagnético.

O comportamento da velocidade é semelhante em ambos os casos, uma vez que o controlador de velocidade utilizado é igual, mas no caso do binário a variante de compensação alternativa apresenta uma melhor forma de onda com menos *ripple*.

5.5.2 Degrau de velocidade

De forma a realizar este teste, mantendo o binário de carga nulo, foi feita uma pequena mudança na velocidade de referência em vazio, de 1000 rpm para 1050 rpm em $t=0.04$ s, por forma a não saturar o PI do controlador de velocidade. Os resultados obtidos para ambas as variantes de compensação de atraso são apresentados na Fig. 34.

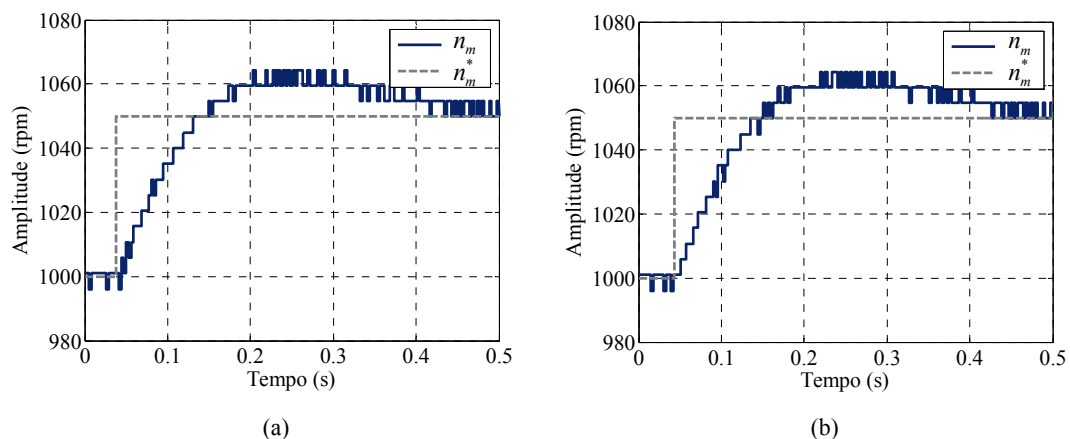


Fig. 34 - Representação temporal da velocidade do rotor do motor e respetiva referência com o acionamento controlado através da estratégia: (a) PTC com compensação de atraso; (b) PTC com compensação de atraso alternativa.

Em ambas as situações a resposta da velocidade é semelhante e apresenta um tempo de subida de aproximadamente 0.06 s o que corresponde a uma largura de banda de 6 Hz. A malha interna do controlo preditivo permite a obtenção de larguras de banda mais elevadas para a malha de velocidade. Para demonstrar que isto é possível, foi aumentada a largura de banda para 18 Hz. Os resultados obtidos com a malha de velocidade otimizada são mostrados na Fig. 35.

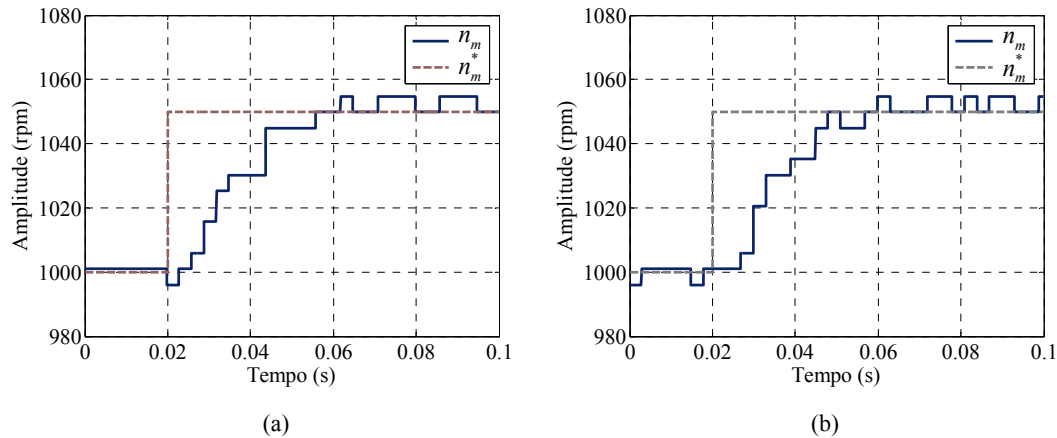


Fig. 35 - Representação temporal da velocidade do rotor do motor e respetiva referência com malha de velocidade otimizada e acionamento controlado através da estratégia: (a) PTC com compensação de atraso; (b) PTC com compensação de atraso alternativa.

A resposta da velocidade em ambas as situações, é agora muito mais rápida com um tempo de subida de 0.018 s. É também de salientar a ausência de *overshoot* na resposta da velocidade.

5.5.3 Inversão do sentido de rotação

Os resultados práticos obtidos a partir da manobra de inversão do sentido de rotação do motor são apresentados na Fig. 36 e Fig. 37 para ambos os casos de compensação de atraso no PTC. Para realizar esta manobra, com acionamento a funcionar à velocidade nominal e com uma carga de 9 Nm, foi fornecida uma velocidade de referência de -1400 rpm em $t=0.67$ s. Em ambas as variantes é possível observar uma resposta da velocidade semelhante devido ao facto de o controlador de velocidade usado ser igual. No caso das variações do binário e corrente no tempo a estratégia com compensação de atraso alternativa apresenta as melhores formas de onda com menor distorção. Em $t=1$ s quando o sentido de rotação é invertido a polaridade das correntes de alimentação é alterada resultado num desfasamento de 180° .

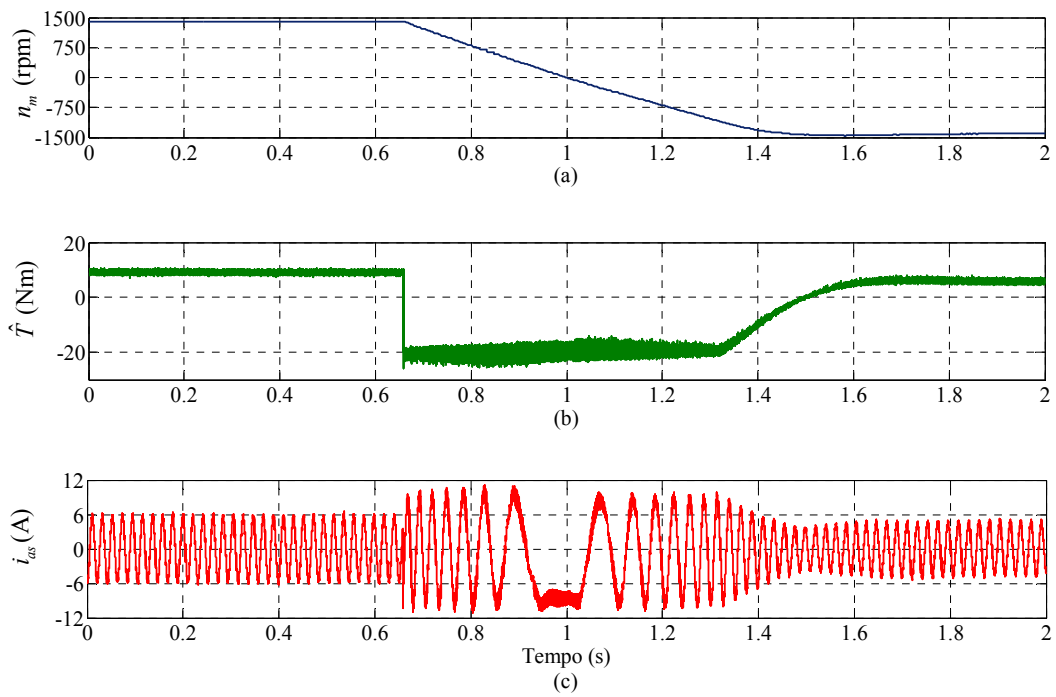


Fig. 36 - Resultados experimentais relativos ao teste de inversão do sentido de rotação com a estratégia PTC com compensação de atraso: (a) velocidade de rotação; (b) binário eletromagnético; (c) corrente de alimentação.

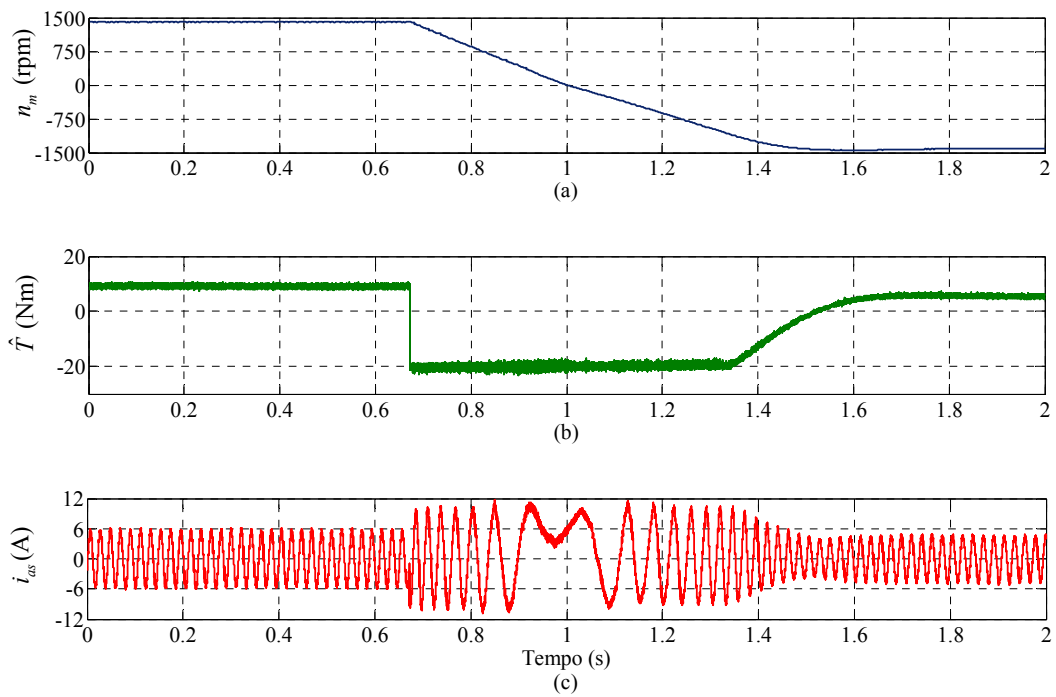


Fig. 37 - Resultados experimentais relativos ao teste de inversão do sentido de rotação com a estratégia PTC com compensação de atraso alternativa: (a) velocidade de rotação; (b) binário eletromagnético; (c) corrente de alimentação.

5.6 Otimização da função custo

Os termos da função custo representam o erro da predição das variáveis controladas em relação às suas referências. De acordo com [10] este erro pode ser calculado como um erro quadrático que fornece um melhor seguimento das referências, ao invés de o calcular como um erro absoluto (método utilizado até esta secção). Nesta secção vai ser analisado o desempenho do PTC com compensação de atraso alternativa no seguimento das referências por parte das variáveis controladas, fluxo estatórico e binário, usando o erro quadrático na função custo. A função custo utilizada é da forma:

$$g(i) = \frac{\left| \left| \psi_s^* \right| - \left| \psi_s^p(k+2.5) \right| \right|^2}{\left| \psi_{sn} \right|^2} + \lambda_T \frac{\left| T^* - T^p(k+2.5) \right|^2}{T_n^2} \quad (5.1)$$

Tal como na secção 5.4, os indicadores escolhidos para medir o desempenho da estratégia de controlo são o valor eficaz do erro do fluxo E_{Fs} e o valor eficaz do erro do binário E_T . Os resultados da variação dos erros em função do peso relativo do binário encontram-se na Fig. 38.

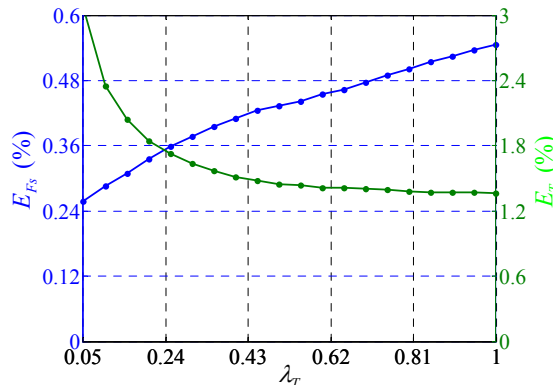


Fig. 38 - Influência do peso relativo do binário em relação ao fluxo nos erros do fluxo estatórico e binário no acionamento controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso alternativa e uso do erro quadrático nos termos da função custo.

Comparativamente ao resultado obtido na secção 5.4 para a estratégia de compensação alternativa, é possível concluir que o ponto ótimo de funcionamento, onde as duas curvas de erro se intersectam, apenas se move para a esquerda na representação gráfica. Significando assim que é possível obter os mesmos valores de erro nas duas variantes do cálculo dos termos da função custo para valores de peso diferentes, o que torna este método irrelevante na melhoria do seguimento das referências por parte das variáveis controladas. Foi também testado o uso do erro

elevado ao cubo no cálculo dos termos da função custo e também foi obtida a mesma conclusão, o ponto ótimo obtido possuía os mesmos valores de erro, mas para um peso ainda mais baixo.

5.7 Efeito do erro de parâmetros do motor

Nesta secção é tomada uma aproximação empírica ao estudo do efeito dos erros de parâmetros do motor no funcionamento em regime permanente do acionamento controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso alternativa. São testadas variações de $\pm 20\%$ de alguns parâmetros do motor que são mais suscetíveis de alterar o seu valor devido à saturação magnética e à variação da temperatura do motor.

Na Fig. 39 é representada a variação no tempo da corrente da alimentação da fase *a* do motor para 3 valores distintos da indutância de magnetização e na Tabela 6 são apresentados os resultados dos erros do binário e fluxo estatórico, para além do TWD da corrente para os 3 casos em estudo.

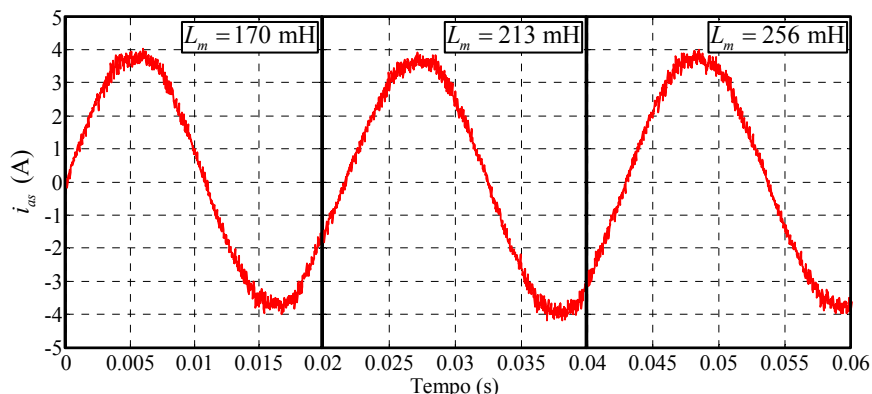


Fig. 39 - Corrente de alimentação do acionamento é controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso alternativa em regime permanente com o valor original da indutância de magnetização e variações de $\pm 20\%$ do seu valor.

A forma da onda de corrente nas três situações é algo semelhante, tal como os erros do fluxo e do binário que variam pouco em relação aos erros obtidos para o valor original da indutância de magnetização. Apenas na distorção harmónica da corrente é notório que o menor valor é obtido para o valor original do parâmetro e que ao diminuir em 20 % a indutância são obtidos piores resultados relativamente ao caso em que é aumentada em 20 %.

Tabela 6 – Resultados obtidos para os erros das variáveis controladas e distorção harmônica da corrente ao variar o parâmetro da indutância de magnetização.

	$L_m = 170 \text{ mH}$	$L_m = 213 \text{ mH}$	$L_m = 256 \text{ mH}$
E_F (%)	0.372	0.366	0.368
E_T (%)	1.805	1.869	1.801
TWD (%) de i_{as}	6.196	4.870	5.000

Na Fig. 40 é mostrada a variação no tempo da corrente de alimentação da fase a do motor para 3 valores distintos da indutância transitória do estator e na Tabela 7 são listados os resultados dos erros do binário e fluxo estatórico, para além do TWD da corrente para os 3 casos em estudo.

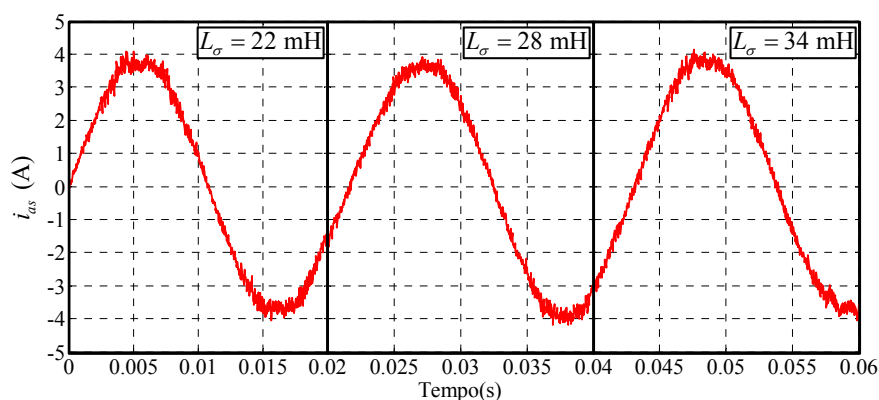


Fig. 40 - Corrente de alimentação do acionamento é controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso alternativa em regime permanente com o valor original da indutância de fugas e variações de $\pm 20\%$ do seu valor.

A partir dos resultados obtidos é possível constatar que o PTC é sensível a variações do valor da indutância transitória do estator. Na forma de onda da corrente é notória a presença de maior distorção nos casos em que o parâmetro é alterado. Nos valores do erro das variáveis controladas e na distorção harmônica da corrente é possível verificar que os melhores valores são obtidos para o valor original da indutância transitória do estator e que ao diminuir em 20% o seu valor são obtidos piores resultados no erro do binário e no TWD da corrente relativamente ao caso em que é aumentada em 20% .

Tabela 7 - Resultados obtidos para os erros das variáveis controladas e distorção harmônica da corrente ao variar o parâmetro da indutância transitória do estator.

	$L_\sigma = 22 \text{ mH}$	$L_\sigma = 28 \text{ mH}$	$L_\sigma = 34 \text{ mH}$
E_F (%)	0.429	0.366	0.332
E_T (%)	1.637	1.869	2.008
TWD (%) de i_{as}	6.700	4.870	5.8400

Na Fig. 41 é exposta a variação no tempo da corrente de alimentação da fase a do motor para 3 valores distintos da constante de tempo do rotor e na Tabela 8 são exibidos os resultados dos erros do binário e fluxo estatórico, para além do TWD da corrente para os 3 casos em estudo.

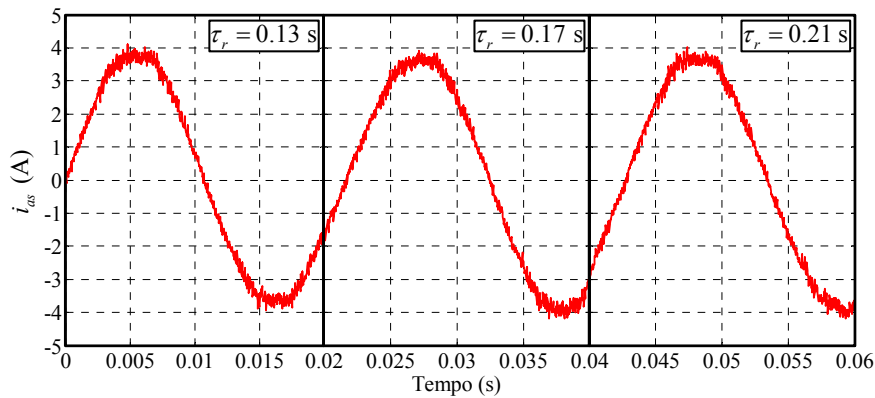


Fig. 41 - Corrente de alimentação do acionamento é controlado pela estratégia PTC com compensação de atraso alternativa em regime permanente com o valor original da constante de tempo do rotor e variações de $\pm 20\%$ do seu valor

Através dos resultados é possível verificar que a variação da constante de tempo do rotor em alguns casos até diminui o erro do fluxo ou binário. Mas no caso da distorção da corrente, a sua variação valor do parâmetro em questão em torno do valor original apenas piora os resultados.

Tabela 8 - Resultados obtidos para os erros das variáveis controladas e distorção harmônica da corrente ao variar o parâmetro da constante de tempo do rotor.

	$\tau_r = 0.13 \text{ s}$	$\tau_r = 0.17 \text{ s}$	$\tau_r = 0.21 \text{ s}$
E_F (%)	0.368	0.366	0.371
E_T (%)	1.838	1.869	1.838
TWD (%) de i_{as}	5.060	4.870	5.700

6. Conclusões

Ao longo desta dissertação foi estudada a aplicação de uma estratégia de controlo preditivo do motor de indução em ambiente de simulação computacional e experimentalmente, nomeadamente o controlo preditivo de binário. O PTC provou ser uma alternativa viável aos métodos de controlo de motores de indução clássicos, como o DTC e o FOC, devido à sua simplicidade de configuração e aos bons resultados obtidos para o funcionamento em regime permanente e dinâmico. Neste trabalho, foram também exploradas algumas das limitações práticas deste tipo de controlo como a dependência dos parâmetros do sistema e o atraso inerente devido à forte carga computacional do algoritmo, para o qual foi sugerida uma nova forma de compensação deste atraso.

Por forma a testar o acionamento elétrico em diversas situações de funcionamento foi desenvolvido e implementado um modelo de simulação computacional constituído por modelos discretos do motor de indução trifásico, controlador preditivo de binário e inversor trifásico de dois níveis. No estágio de estimação do fluxo, ao contrário do referido na literatura [39-41], foi utilizado um estimador de fluxo híbrido por forma a obter resultados com maior precisão em toda a gama de velocidades. A utilização do estimador híbrido tem como desvantagem a adição de mais um controlador PI ao modelo. Com base no modelo desenvolvido foram realizadas várias simulações com o objetivo de observar o comportamento do acionamento sob várias situações de velocidade de referência ou carga. O modelo foi também útil para realizar uma primeira aproximação no dimensionamento dos ganhos dos PIs do estimador híbrido e do controlador de velocidade. Na simulação em questão foi ainda testada a implementação da compensação de atraso inserido pelo algoritmo, calculando previsões para dois instantes de tempo à frente. Através dos resultados obtidos foi possível desde logo atestar os benefícios trazidos pela compensação de atraso ao baixar a distorção harmónica da corrente e os erros das variáveis controladas.

Uma vez testado o funcionamento da estratégia em simulação, foi montado em ambiente experimental o acionamento elétrico, adaptado o controlador proveniente da simulação para

correr em tempo real e construído um painel de controlo para proceder à obtenção dos resultados práticos. Como na simulação, foram testados vários pontos de funcionamento do acionamento em regime permanente com níveis de carga diferentes para velocidades de referência diferentes, no qual foram obtidos bons resultados comparativamente aos obtidos através da simulação. Na parte experimental foi também testado o impacto que o atraso devido ao tempo de execução do PTC tem no comportamento do acionamento e foi comparada a estratégia de compensação do atraso sugerida nesta dissertação com a compensação sugerida por outros autores [39-41], na qual se verificou que a primeira apresentou melhores resultados ao nível da distorção harmónica da corrente e dos erros das variáveis controladas. O ajuste do ganho relativo do binário ótimo na função custo, foi um dos temas também abordados neste trabalho. Por forma a escolher o seu valor ótimo, foram testados vários valores de ganho e medidos os erros das variáveis controladas. Para além do comportamento em regime permanente, foi também testado o comportamento em regime dinâmico para ambas as técnicas de compensação de atraso e apresentadas afinações com vista ao aumento da rapidez de resposta transitória. Também nestes últimos testes foi possível concluir através dos resultados obtidos o melhor desempenho por parte do método de compensação de atraso sugerido neste trabalho. Foi ainda estudado neste trabalho o uso do erro quadrático no cálculo dos termos da função custo, mas ao contrário do sugerido em [10] não foram verificadas melhorias no seguimento das referências por parte das variáveis controladas em regime permanente. Por último, foi analisado experimentalmente o efeito que as variações de parâmetros têm no comportamento do acionamento elétrico em regime permanente. Neste último ponto, foi concluído que, dos parâmetros testados, apenas a variação da indutância transitória do estator se traduz em alteração relevante do funcionamento normal do acionamento elétrico. Estes resultados suportam a robustez da estratégia à variação de parâmetros do motor, suscetíveis de alterar o seu valor com o aquecimento.

Como trabalho futuro seria importante o desenvolvimento de uma forma de calcular em tempo real o peso relativo do binário assim como os parâmetros do motor mais sensíveis a variar com o funcionamento do motor.

Outra abordagem interessante para trabalho futuro seria introduzir o uso de um estimador de velocidade, tornando assim a estratégia de controlo independente do uso de um *encoder* para obter a posição do rotor do motor.

Por forma a tornar a estratégia de controlo aplicável a gamas de potência mais elevadas e mais otimizada computacionalmente para acionamentos constituídos por conversores de potência multinível seria também um tópico importante a explorar a limitação da frequência de comutação, com a finalidade de reduzir as perdas que daí advêm.

Para finalizar, futuramente, seria interessante estudar a aplicação desta estratégia utilizando um horizonte de predição grande por forma a melhorar o seu desempenho em regime permanente. Embora maiores horizontes de predição, requeiram um maior número de cálculos, num futuro próximo, o aumento do poder computacional das plataformas de controlo digitais permitirá a sua aplicação.

Referências

- [1] G. A. Capolino, “Recent advances and applications of power electronics and motor drives - Advanced and intelligent control techniques,” in 34th Annual Conference of IEEE on Industrial Electronics, IECON'08, Orlando, FL, USA, pp. 37-39, 10-13 November 2008.
- [2] C. Buccella, C. Cecati, and H. Latafat, “Digital Control of Power Converters-A Survey,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 437-447, August 2012.
- [3] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*, 1st ed., Academic Press, Auburn, 2002.
- [4] W. Leonhard, *Control of Electric Drives*, 3rd ed., Springer, London, 2001.
- [5] I. Takahashi, and T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 5, pp. 820-827, September 1986.
- [6] R. M. Kennel, M. Kazmierkowski, J. Rodriguez, and P. Cortes, “Predictive control in power electronics and drives,” in International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2008, Cambridge, United Kingdom, pp. 1-90, June 30 2008-July 2 2008.
- [7] T. Ohnishi, “Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control,” in Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON'91, Tokushima, Japan, pp. 819-824 vol.1, 28 Oct-1 Nov 1991.
- [8] M. P. Kazmierkowski, and L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, October 1998.
- [9] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, “Predictive Control in Power Electronics and Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, December 2008.
- [10] J. Rodriguez, and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, 1st ed., Wiley, Valparaiso, 2012.
- [11] J. Wang, H. Peng, and Y. Jiahua, “A simple direct-torque fuzzy control of permanent magnet synchronous motor driver,” in Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, WCICA'04, Chengdu, China, pp. 4554-4557, 15-19 June 2004.
- [12] T. Siew-Chong, Y. M. Lai, and C. K. Tse, “Indirect Sliding Mode Control of Power Converters Via Double Integral Sliding Surface,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 600-611, March 2008.
- [13] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, “Model Predictive Control - A Simple and Powerful Method to Control Power Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826-1838, June 2009.
- [14] J. H. a. S. Stadtfeld, “A predictive current controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source,” *Proc. IPEC*, pp. 1665-1675, Tokyo, Japan, 1983.
- [15] M. Depenbrock, “Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 420-429, October 1988.
- [16] I. Takahashi, and T. Noguchi, “Take a look back upon the past decade of direct torque control [of induction motors],” in 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 97, New Orleans, LA, USA, pp. 546-551 vol.2, 9-14 Nov 1997.

- [17] P. Mutschler, "A new speed-control method for induction motors," in Proceedings Conference Record PCIM'98, Nuremberg, Germany, pp. 131-136, 26-28 May 1998.
- [18] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto, "Dead beat control of three phase PWM inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 21-28, January 1990.
- [19] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 3, pp. 613-620, 1999.
- [20] P. Correa, M. Pacas, and J. Rodriguez, "Predictive Torque Control for Inverter-Fed Induction Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 1073-1079, April 2007.
- [21] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, and H. A. Toliyat, "Predictive current control of voltage-source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 585-593, 2004.
- [22] Y. A. R. I. Mohamed, and E. F. El-Saadany, "An Improved Deadbeat Current Control Scheme With a Novel Adaptive Self-Tuning Load Model for a Three-Phase PWM Voltage-Source Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 747-759, 2007.
- [23] Y. A. R. I. Mohamed, and E. F. El-Saadany, "Robust High Bandwidth Discrete-Time Predictive Current Control with Predictive Internal Model - A Unified Approach for Voltage-Source PWM Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 126-136, 2008.
- [24] Y. A. R. Mohamed, and E. F. El-Saadany, "Adaptive Discrete-Time Grid-Voltage Sensorless Interfacing Scheme for Grid-Connected DG-Inverters Based on Neural-Network Identification and Deadbeat Current Regulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 308-321, 2008.
- [25] E. F. Camacho, and C. A. Bordons, *Model Predictive Control*, 2nd ed., Springer-Verlag GmbH, London, 1999.
- [26] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003-1016, May 2013.
- [27] T. Geyer, "A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: Emerging predictive control concepts versus Field Oriented Control," in Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010, Atlanta, GA, USA, pp. 2836-2843, 12-16 Sept. 2010.
- [28] P. A. Eguiguren, O. B. Caramazana, A. J. Garrido Hernandez, and I. Garrido Hernandez, "SVPWM linear Generalized Predictive Control of induction motor drives," in IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'08, Cambridge, United Kingdom, pp. 588-593, June 30-July 2 2008.
- [29] J. Lee, "Model predictive control: Review of the three decades of development," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 415-424, June 2011.
- [30] A. G. Beccuti, S. Mariethoz, S. Cliquennois, W. Shu, and M. Morari, "Explicit Model Predictive Control of DC-DC Switched-Mode Power Supplies With Extended Kalman Filtering," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1864-1874, June 2009.
- [31] S. Mariethoz, and M. Morari, "Explicit Model-Predictive Control of a PWM Inverter With an LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 389-399, February 2009.

- [32] S. Mariethoz, A. Domahidi, and M. Morari, "Sensorless explicit model predictive control of permanent magnet synchronous motors," in IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'09, Miami, FL, USA, pp. 1250-1257, 3-6 May 2009.
- [33] R. Vargas, J. Rodriguez, U. Ammann, and P. W. Wheeler, "Predictive Current Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Power Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4362-4371, 2008.
- [34] S. Muller, U. Ammann, and S. Rees, "New time-discrete modulation scheme for matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1607-1615, 2005.
- [35] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 276-288, 2002.
- [36] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics - Converters, Applications, and Design*, 3rd ed., John Wiley & Sons, Minneapolis, MN, 2003.
- [37] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, "Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives," in IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2009, Gippsland, Australia, pp. 1-7, 10-13 Feb 2009.
- [38] M. Nemeč, D. Nedeljković, and V. Ambrožić, "Predictive Torque Control of Induction Machines Using Immediate Flux Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2009-2017, 2007.
- [39] J. Rodriguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C. A. Silva, and C. A. Rojas, "High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 812-820, February 2012.
- [40] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva, and M. Trincado, "Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 681-690, February 2013.
- [41] H. Miranda, P. Cortes, J. I. Yuz, and J. Rodriguez, "Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1916-1924, June 2009.
- [42] J. Holtz, "The dynamic representation of AC drive systems by complex signal flow graphs," in International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'94, Santiago, Chile, pp. 1-6, 25-27 May 1994.
- [43] J. Holtz, "The induction motor-a dynamic system," in Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, Bologna, Italy, pp. 1-6, 5-9 Sep 1994.
- [44] R. Kennel, J. Rodriguez, J. Espinoza, and M. Trincado, "High performance speed control methods for electrical machines: An assessment," in International Conference on Industrial Technology, ICIT'10, Valparaiso, Chile, pp. 1793-1799, 14-17 March 2010.
- [45] I. Boldea, and S. A. Nasar, *Electric Drives*, 2nd ed., Taylor & Francis, Boca Raton, FL, 2006.
- [46] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323-1325, 2012.
- [47] P. Zanchetta, "Heuristic multi-objective optimization for cost function weights selection in finite states model predictive control," in Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics, PRECEDE 2011, Munich, Germany, pp. 70-75, 14-15 Oct. 2011.

- [48] R. Vargas, U. Ammann, B. Hudoffsky, J. Rodriguez, and P. Wheeler, "Predictive Torque Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Input Power Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1426-1438, 2010.
- [49] S. Buso, and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, Morgan & Claypool, Lincoln, NE, 2006.
- [50] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, MCGRAW-HILL Professional, New York, NY, 2012.
- [51] A. R. Abdullah, A. Z. Sha'ameri, and N. M. Saad, "Power quality analysis using spectrogram and gabor transformation," in Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics, APACE 2007, Melaka, Malaysia, pp. 1-5, 4-6 Dec. 2007.

Anexo A – Parâmetros do acionamento elétrico

A.1 Parâmetros do motor de indução trifásico

Os parâmetros do motor de indução de 3kW controlado pelo PTC estão listados na Tabela 9:

Tabela 9 - Parâmetros do motor de indução controlado pela estratégia PTC.

Parâmetro	Valor
Binário nominal	18 Nm
Constante de tempo do rotor	0.17 s
Corrente nominal	6.47 A
Fator de potência	0.81
Fluxo nominal do estator	0.9 Wb
Frequência nominal	50 Hz
Indutância dos enrolamentos do estator	223.3 mH
Indutância dos enrolamentos do rotor	232.3 mH
Indutância de magnetização	213 mH
Momento de inércia do rotor	0.1 Kg.m ²
Número de pares de polos	2
Potência nominal	3 kW
Resistência dos enrolamentos do estator	2.2 Ω
Resistência dos enrolamentos do rotor	1.21 Ω
Tensão nominal	400 V
Velocidade nominal	1400 rpm

A.2 Parâmetros do inversor trifásico

A ponta inversora trifásica que alimenta o motor de indução de 3kW controlado pelo PTC, é do modelo 132GD120-DUL da SEMIKRON e têm como parâmetros uma tensão nominal de condução de 1200 V e uma corrente nominal de 150 A.

Em paralelo com o barramento DC foi ligado um banco de condensadores com 4700 μF de capacidade por forma diminuir a oscilação da tensão do barramento. Foi também ligada uma resistência de carga com 48.5 Ω em paralelo com o barramento DC para dissipar a energia gerada pelo motor em travagem. Esta resistência evita assim o aumento da tensão do barramento DC para níveis perigosos à integridade do inversor.

A.3 Parâmetros utilizados no sistema de controlo

- Controlador PI (estimador híbrido):

Ganho proporcional: 28

Ganho integral: 80

- Controlador PI (malha de realimentação da velocidade):

Ganho proporcional: 0.8793

Tempo integral: 0.1568 s

Na secção 5.5.2, por forma a melhorar a resposta dinâmica, o controlador PI é otimizado para os seguintes valores:

Ganho proporcional: 3

Tempo integral: 0.1 s

- Período de amostragem: 30 μs
- Período de amostragem do bloco de cálculo da velocidade: 3 ms

Anexo B – Modelo de simulação

O modelo de simulação construído em ambiente MATLAB/Simulink utilizado para avaliar o desempenho da estratégia de controlo PTC no controlo de um motor de indução trifásico é mostrado na Fig. 42.

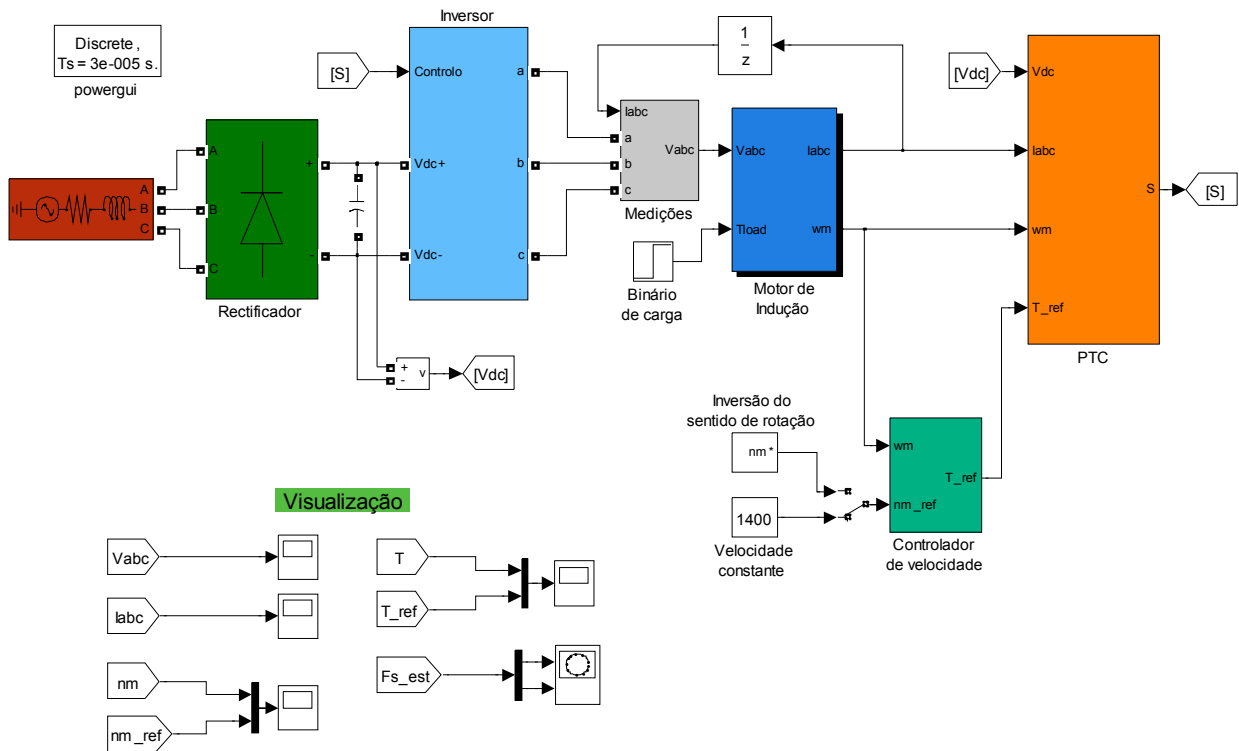


Fig. 42 - Modelo de simulação computacional da estratégia de controlo PTC aplicada ao motor de indução trifásico.

O bloco ‘Retificador’, alimentado por um barramento de tensão trifásico, contém o modelo de um retificador trifásico não controlado a diodos. Para modelar o inversor trifásico, foram utilizados em conjunto seis modelos ideais de IGBTs com diodo em antiparalelo. No barramento DC, comum aos blocos do retificador e inversor, foi ligado em paralelo um condensador por forma a modelar o banco de condensadores utilizado na prática.

O bloco ‘Medições’, como o próprio nome indica, mede os sinais de potência provenientes do inversor trifásico e coloca à saída o valor das tensões simples a aplicar ao motor de indução. O modelo do motor recebe então 2 sinais de entrada, as tensões aplicadas ao estator e o binário de carga e devolve à saída as correntes estatóricas e a velocidade do rotor.

O Controlador de velocidade contém um controlador PI que recebe à entrada a diferença entre a velocidade de referência (escolhida pelo utilizador) e a velocidade do rotor do motor e coloca à saída o binário de referência.

O bloco 'PTC' contém o algoritmo de controlo, sendo constituído por 3 estágios: o estimador híbrido do fluxo, a predição das variáveis controladas e o bloco de minimização que efetua a escolha da atuação com base na lei de controlo definida no Capítulo 3. No caso da compensação de atraso, o estágio da predição das variáveis controladas executa a sua predição para dois instantes de tempo de amostragem à frente e os sinais de controlo apenas são aplicados no início do instante seguinte.

Anexo C – Componentes constituintes do acionamento elétrico

Neste anexo serão apresentados alguns dos principais constituintes da montagem laboratorial do acionamento elétrico usado para recolher os resultados experimentais presentes na dissertação.

C.1 Montagem laboratorial dos motores de indução

A montagem dos motores de indução é mostrada na Fig. 43. Os parâmetros do motor controlado pela estratégia PTC são apresentados no Anexo A.



Fig. 43 - Montagem laboratorial dos motores de indução: (a) Carga mecânica controlada pelo VSD; (b) Acoplamento semiflexível; (c) Motor controlado através do PTC.

A carga mecânica controlada e alimentada pelo VSD é assinalada pela letra (a) e o motor de indução trifásico controlado pela estratégia PTC é assinalado pela letra (c). A ligação física entre o veio de ambos os motores é feita através de um acoplamento semiflexível representado pela letra (b) na figura abaixo.

C.2 Inversor trifásico

A ponte inversora, utilizada na alimentação do motor controlado pela estratégia PTC, apresentada na Fig. 44 é do modelo 132GD120-DUL da SEMIKRON, cujas características e parâmetros são expostos no Anexo A.

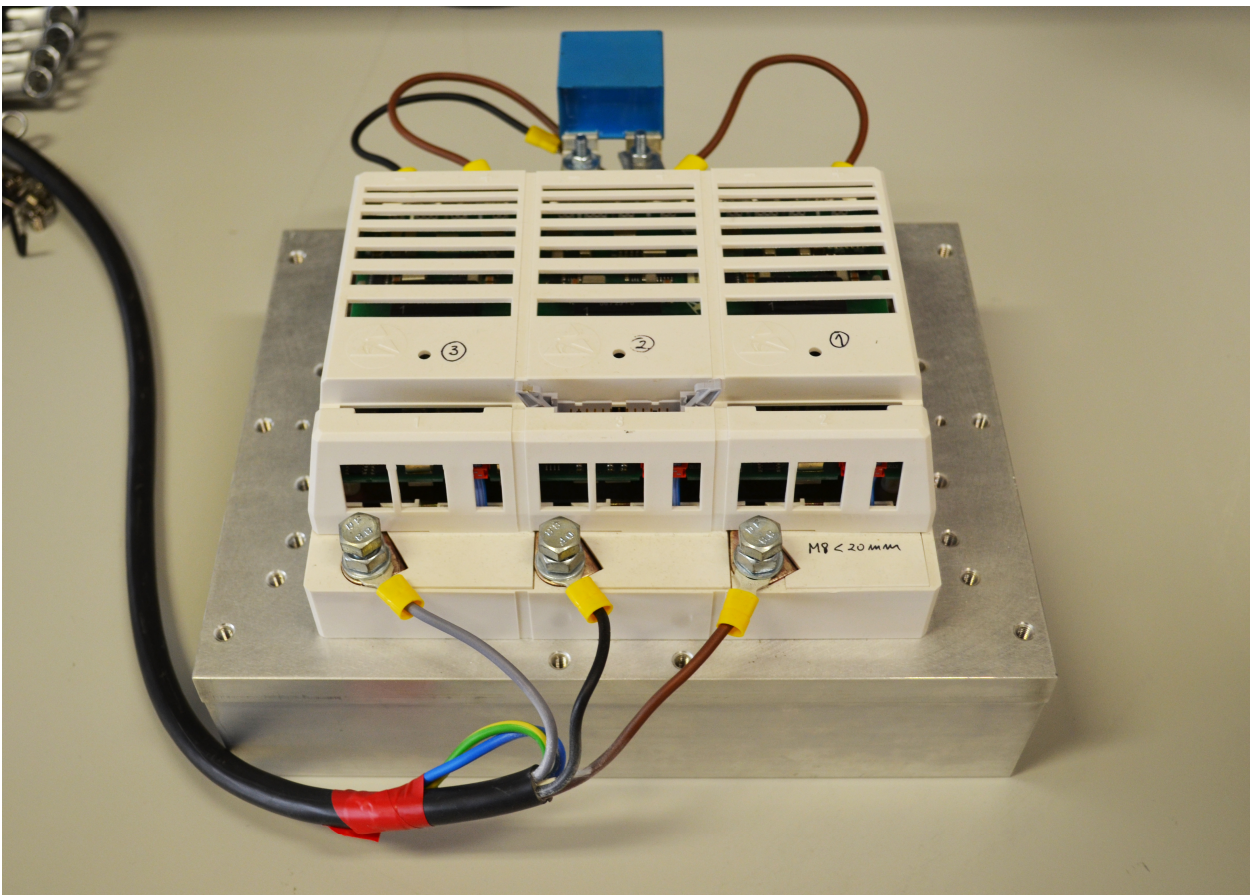


Fig. 44 - Ponte inversora.

C.3 Variador eletrônico de velocidade

O variador eletrônico de velocidade, apresentado na Fig. 45, usado para alimentar e controlar o motor que funciona como carga mecânica é do modelo CFW09 da WEG.



Fig. 45 - Variador eletrônico de velocidade.

C.4 Circuito de medição e acondicionamento

O circuito de acondicionamento de sinais medidos, Fig. 46, têm como função converter os sinais de potência lidos para sinais de controlo compatíveis com as entradas da plataforma de controlo.



Fig. 46 - Circuito de medição e acondicionamento de sinais.

C.5 Plataforma de controlo

A plataforma dSPACE utilizada no controlo em tempo real do acionamento é do modelo DS 1103. O interface da plataforma de controlo no qual se realizam as ligações físicas de entrada das grandezas a medir, ou de saída no caso das atuações encontra-se na Fig. 47.

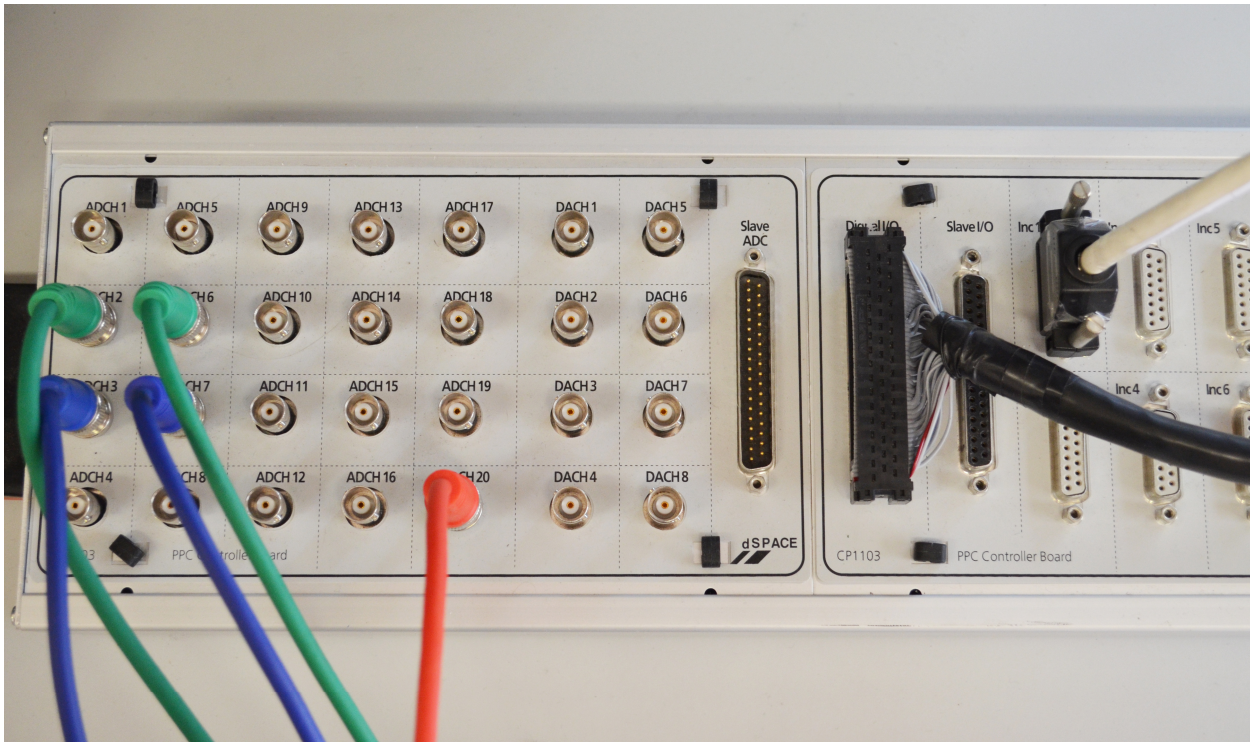


Fig. 47 - Painel de ligação de entradas e saídas da plataforma de controlo.

Os sinais das grandezas medidas são ligados a canais de conversão analógica para digital (ADCs). A plataforma de controlo utilizada possui 20 ADCs distintos no painel de ligações, mas na execução dos ensaios experimentais apenas foram utilizados 5 canais. No ADC2 e ADC3 são ligados os sinais de medidas das correntes i_{as} e i_{bs} , no ADC20 é ligado o sinal de medida da tensão V_{dc} . O sinal da posição do rotor do motor proveniente do *encoder* entra na porta digital Inc1 a porta digital envia os sinais de comutação dos IGBTs para o circuito de isolamento. Apenas para monitorizar a tensão medida em tempo real, uma vez que não é necessário à estratégia, são lidas também duas 2 tensões compostas aplicadas ao estator do motor controlado pelo PTC, V_{abs} e V_{bcs} .

C.6 Painel de controlo

Na Fig. 48 é apresentado o painel de controlo do acionamento elétrico no qual é possível visualizar o modelo do controlador em Simulink assinalado por (a), o painel construído em ControlDesk assinalado por (b) e os controladores remotos do VSD marcados por (c).



Fig. 48 - Painel de controlo: (a) Modelo do controlador; (b) Painel do ControlDesk; (c) Controladores remotos do VSD

A interação entre o utilizador e a plataforma de controlo, é feita através de um painel construído em ControlDesk. Para além da possibilidade de controlo em tempo real de variáveis do controlador, é também possível visualizar e capturar as variáveis do mesmo.

Por forma a controlar a carga mecânica são utilizados controladores remotos que são ligados ao variador através do *interface* homem-máquina (HMI).

O painel construído em ControlDesk para a execução dos ensaios experimentais é mostrado em pormenor na Fig. 49.

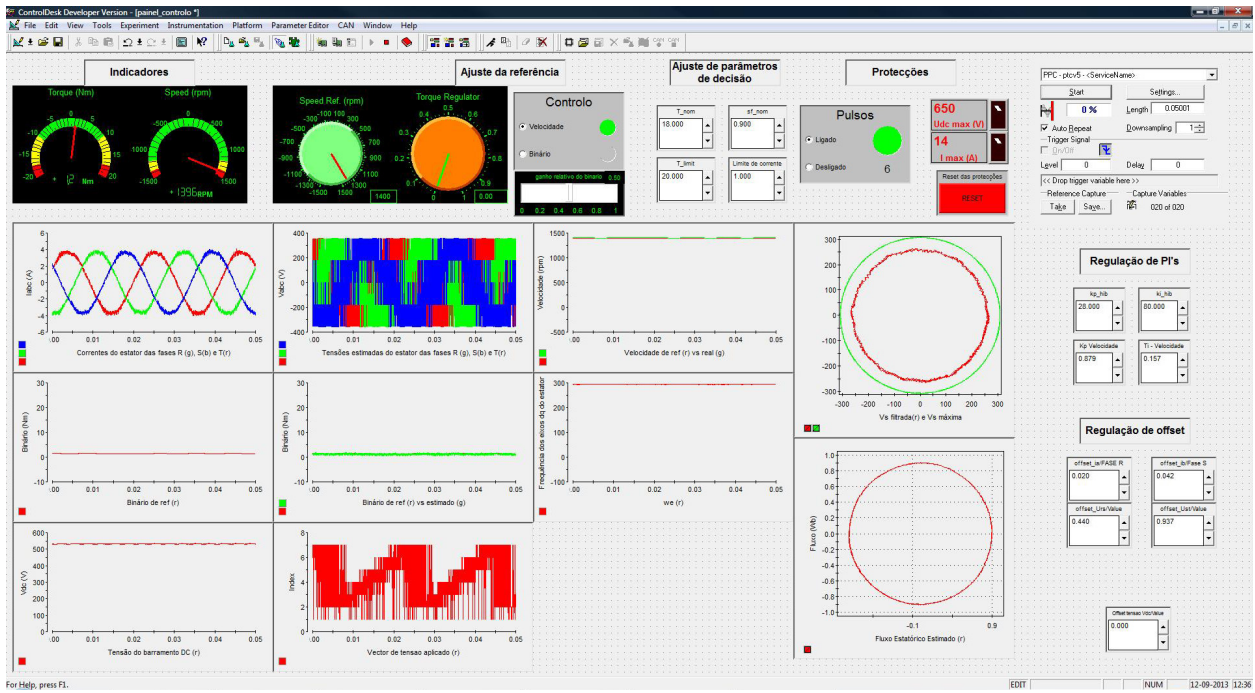


Fig. 49 - Painel construído através do programa ControlDesk.

Anexo D – Modelo do controlador

Por forma a aplicar as três variantes do PTC na prática (sem compensação de atraso e com ambas as técnicas de compensação de atraso) foram construídos três modelos em Simulink para o controlador apresentados de seguida.

D.1 Sem compensação de atraso

No caso em que não é feita compensação de atraso, as predições são feitas em função do vetor a aplicar pelo inversor para um instante de tempo à frente. A aplicação dos sinais de controlo ao inversor é feita após a execução do algoritmo de controlo. Em ambiente experimental, o tempo medido da execução do algoritmo até à aplicação dos sinais de controlo foi cerca de 25 μ s, o que em termos práticos garante uma aplicação do sinal praticamente no final do período de amostragem ($T_s = 30 \mu$ s). O modelo do controlador para esta variante é mostrado na Fig. 50.

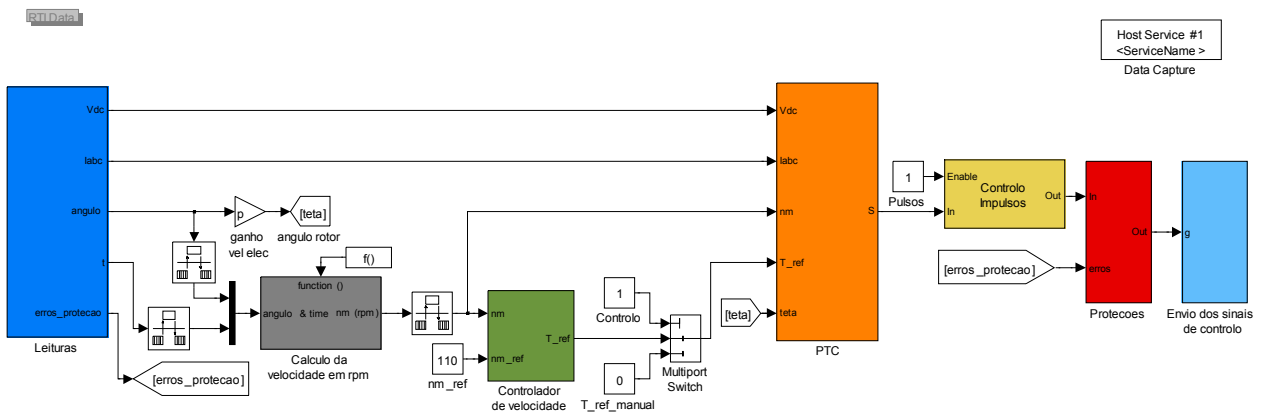


Fig. 50 - Modelo do controlador para a estratégia PTC sem compensação de atraso.

No bloco ‘Leituras’ é feito o tratamento dos sinais medidos: correntes, tensões e sinal do *encoder* incremental). No caso das correntes e tensões, os sinais que entram no painel de ligações da plataforma de controlo são multiplicados por ganhos pré definidos para compensar a atenuação introduzida pelo circuito de medição e acondicionamento. Para além disso, é também feito o cálculo das tensões simples aplicadas ao motor, a partir das duas tensões compostas medidas e é calculada a corrente na fase *c*, linearmente dependente das correntes medidas das

fases *a* e *b*. Para determinar o ângulo do rotor do motor, é calculado o ângulo da sua posição em radianos em função dos pulsos recebidos do *encoder*.

No bloco ‘Velocidade’ é feito o cálculo da velocidade a partir da posição do rotor do motor e do instante de tempo em que essa medida é feita. Por forma a diminuir o erro de quantização proveniente deste cálculo, o bloco ‘Velocidade’ foi colocado a funcionar com uma cadência de execução cem vezes menor que o programa principal. Para garantir uma transferência de dados de entrada ou saída entre este bloco e o programa principal, foram utilizados os blocos *rate transition* provenientes da biblioteca *Real Time Interface* do Simulink.

No Controlador de velocidade, tal como no modelo de simulação, é gerado o binário de referência a partir do erro da velocidade. Embora não tenha sido utilizado nos ensaios experimentais, foi introduzido no modelo do controlador a possibilidade de controlo em modo binário ao através da colocação de um *switch* à saída do bloco do controlador. A introdução de ambas as referências, velocidade ou binário dependendo do modo de funcionamento, é feita através do painel construído em ControlDesk.

O bloco ‘PTC’ foi implementado da mesma forma que na simulação, mudando apenas o estágio da predição das variáveis controladas dependendo da variante do PTC usada.

Os blocos ‘Controlo de impulsos’ e ‘Proteção’ são usados para proteger o equipamento em uso nos ensaios experimentais. O primeiro bloco serve para ligar ou desligar manualmente a aplicação dos sinais de controlo ao inversor. O segundo bloco tem implementado um sistema de proteção automático que desliga o envio de sinais de controlo para o inversor automaticamente se for detetado um valor elevado na tensão do barramento DC ou na corrente de alimentação do motor. Os valores limite que acionam esta proteção são alteráveis pelo utilizador no painel de controlo.

Por fim, o bloco ‘Envio dos sinais de comutação’, como o nome sugere trata de encaminhar os sinais de controlo destinados à *gate* dos IGBTs do inversor para a saída digital do painel de ligações da plataforma dSPACE.

D.2 Com compensação de atraso

Nesta variante, o estágio de predições é alterado por forma a calcular predições para 2 instantes de tempo à frente. As proteções relativas aos sinais de controlo do inversor e o bloco relativo à aplicação foram inseridos dentro do bloco ‘Leituras’ por forma a garantir que a sua aplicação fosse feita no início de cada instante, após a atualização dos valores relativos aos sinais medidos. Para garantir a aplicação dos sinais de controlo apenas no instante seguinte, foi adicionado um bloco de atraso unitário entre os blocos ‘PTC’ e ‘Leituras’. O modelo do controlador para este caso é apresentado na Fig. 51.

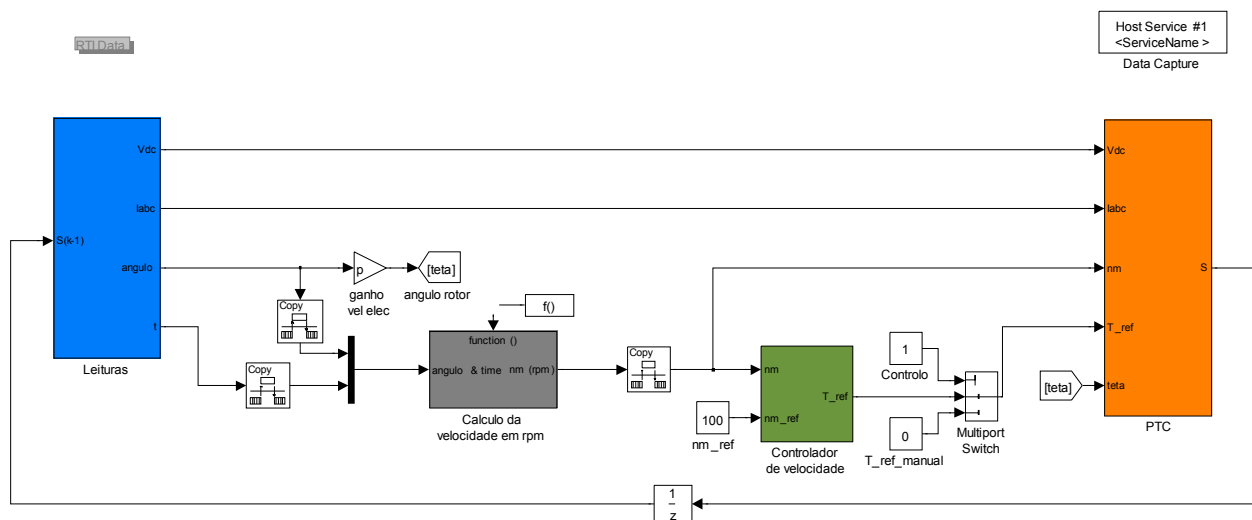


Fig. 51 - Modelo do controlador para a estratégia PTC com compensação de atraso.

D.3 Com compensação de atraso alternativa

No caso do método de compensação de atraso sugerido nesta dissertação, a etapa relativa à predição das variáveis controladas foi modificada para permitir o cálculo das predições para 2.5 instantes de tempo à frente. Por forma a aplicar os sinais de controlo do inversor a meio do instante seguinte, foi alterado o bloco ‘Envio dos sinais de comutação’ para um *time triggered task* para executar sempre a meio do período de amostragem T_s . Por forma a garantir a aplicação apenas no período seguinte, foi introduzido um *rate transition* em modo *buffer*, garantindo assim a integridade dos dados.

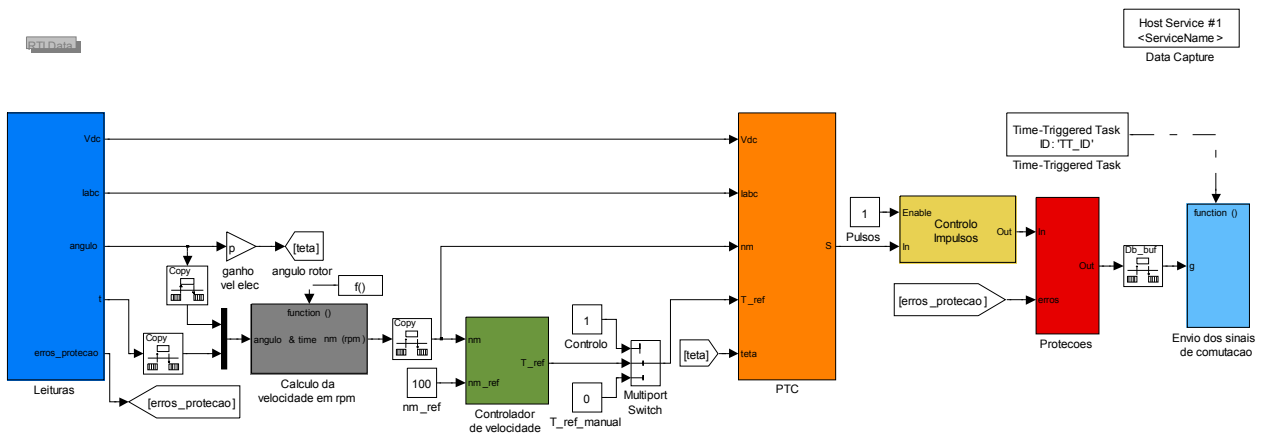


Fig. 52 - Modelo do controlador para a estratégia PTC com compensação de atraso alternativa.