



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa

**Dimensionamento e verificação experimental de
observadores por modo de deslizamento de fluxo e
velocidade do rotor da máquina de indução**

(Design and experimental apply of Sliding Mode Observers of the Rotor Flux
and Speed in Induction Machines)

João Paulo Coelho Ferraz

Dissertação para obter o grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Júri

Presidente: Prof. Doutor Carlos Jorge Ferreira Silvestre

Orientador: Prof. Doutor Paulo José Da Costa Branco

Vogal: Prof. Doutor Joaquim António Fraga Gonçalves Dente

Vogal: Prof. Doutor João Francisco Alves Martins

Fevereiro de 2011

Agradecimentos

Antes de mais tenho que realçar que a realização deste trabalho apenas foi possível graças ao apoio incondicional da minha Família ao longo de todo o curso, designadamente da minha Mãe, do meu Pai e do meu Irmão que nos momentos mais difíceis me transmitiram a força e coragem necessárias para seguir em frente. Neste grupo incluo a minha Namorada que é parte integrante do meu dia-a-dia. A eles ficarei eternamente agradecido.

Ao meu Orientador, o Professor Paulo Branco, tenho que dar uma enorme palavra de apreço e agradecimento por toda a sua colaboração ao longo do trabalho sendo esta Tese o fruto de um trabalho conjunto de ambos. Tenho igualmente que agradecer por todos os ensinamentos e metodologias de trabalho que me transmitiu e a sua permanente disponibilidade para o esclarecimento de todo o tipo de dúvidas. Por tudo isto, o meu Obrigado.

Por fim deixo uma palavra de agradecimento a todos os amigos com os quais, ao longo do curso, tive o prazer de trabalhar e conviver e que tiveram um papel deveras importante na minha formação.

Abstract

The large use of induction machine on industry across the years, has been limited due the hard difficulty to control its operation with the necessary performance and precision. Today there are a lot of techniques to control the induction machine, being the Field Oriented Control (FOC) one of the most used. This technique needs the knowledge of rotor position that can be calculated by integration of rotor speed. Rotor speed can be obtained with the utilization of measure sensors or by estimation with iterative algorithms without the use of sensors (sensorless techniques). No utilization of sensors has many advantages, and has been field of intense study in the last 20 years.

In this work there is proposed a sliding mode observer of rotoric flux and speed and there is also proposed a modification on observer to increase its performance. The results are obtained using an experimental platform that contains the DSP TMS320F2812, an IGBT power bridge and a 370W induction motor. They show that the observer is robustness and has small precision errors, and also that the proposed modification increases the observer performance and produces very satisfactory results.

Resumo

Um dos grandes entraves para uma larga utilização industrial da máquina assíncrona foi, ao longo dos anos, a grande dificuldade de a controlar com precisão e desempenho adequados às necessidades. Actualmente existem várias técnicas de controlo de máquina assíncrona, das quais se destaca o controlo por orientação de campo (FOC – Field Oriented Control), utilizado em larga escala. Uma das necessidades desta técnica é o conhecimento da posição do rotor, que pode ser calculada a partir da integração da velocidade. Esta, por sua vez, pode ser obtida com recurso a sensores ou por estimativa através de algoritmos de cálculo iterativos sem recurso a sensores (técnicas *sensorless*). Devido às suas potencialidades, esta é uma área que tem sido alvo de um grande estudo nas últimas duas décadas

Neste trabalho é proposto um observador por modo de deslizamento do fluxo e velocidade rotóricas e uma modificação ao mesmo, de forma a melhorar o seu desempenho. Os resultados, obtidos através de uma plataforma experimental que contém o DSP TMS320F2812, um módulo de potência a IGBT's e um motor de indução trifásico de 370W, demonstram uma boa resposta do observador, com erros relativos baixos e mostram ainda que a modificação proposta, melhora o seu desempenho e conduz a resultados muito satisfatórios.

Conteúdo

Agradecimentos	iii
Abstract	iv
Resumo	v
Conteúdo.....	vi
Lista de Quadros e Figuras	ix
Lista de Símbolos.....	xiii
Lista de Constantes.....	xiv
Capítulo 1	1
1 Introdução.....	1
1.1 Enquadramento	2
1.2 Objectivos do presente trabalho	3
1.3 Estrutura da dissertação	3
Capítulo 2	5
2 Modelização “Clássica” da Máquina Assíncrona	5
2.1 Introdução	6
2.2 Modelização no Referencial abc	6
2.3 Transformação ($abc \rightarrow \alpha\beta$) e ($\alpha\beta \rightarrow dq$).....	9
2.4 Modelização num Referencial Genérico dq	10
2.5 Modelização dq num Referencial Estacionário	12
2.6 Modelização dq num Referencial do Fluxo Rotórico	15
Capítulo 3.....	17
3 Principais técnicas de estimação da velocidade de máquinas assíncronas 17	
3.1 Introdução	18
3.2 Determinação do escorregamento.....	20
3.3 Modelo de Regressão Linear.....	21
3.4 Modelo de Referência Adaptativo (MRAS)	22
3.5 Observadores por modo de deslizamento	23
3.6 Filtro de Kalman	23
3.7 Estimação usando Saliências Magnéticas	23
Capítulo 4.....	25
4 Estimador por modo de deslizamento de fluxo e velocidade rotóricos da máquina assíncrona	25

4.1	Introdução	26
4.2	Estimadores por modo de deslizamento: fundamentos.....	27
4.3	Estimador de fluxo rotórico	30
4.4	Análise do erro para o estimador do fluxo rotórico	32
4.5	Estimador da Velocidade Rotórica por Modo de Deslizamento.....	36
4.6	Estimador modificado do fluxo rotórico	39
Capítulo 5.....		41
5	Técnica de controlo por orientação de campo	41
5.1	Introdução	42
5.2	Controlo por Orientação de Campo.	42
5.3	Método Indirecto do Controlo por Orientação de Campo	43
Capítulo 6.....		45
6	Desenvolvimento Experimental e Resultados.....	45
6.1	Introdução	46
6.2	Descrição da Plataforma Experimental	47
6.2.1	Máquina assíncrona trifásica	48
6.2.2	Módulo de Potência	49
6.2.3	Processador Digital de Sinais (DSP)	52
6.3	O Controlador por Campo Orientado Indirecto.....	54
6.4	Implementação do Estimador do Fluxo Rotórico por Modo de Deslizamento	55
6.4.1	Resultados Experimentais: correntes estatóricas iDs , e iQs	56
6.4.2	Resultados Experimentais: fluxos rotóricos ψDr e ψQr	58
6.5	Implementação do Estimador da Velocidade Rotórica por Modo de Deslizamento	60
6.5.1	Resultados Experimentais: diferentes regimes de funcionamento	60
6.5.2	Resultados Experimentais: sensibilidade do estimador a variações paramétricas do motor	65
6.5.3	Resultados Experimentais: influência dos parâmetros do estimador na sua dinâmica	68
6.5.4	Resultados Experimentais: ensaios com carga.....	70
6.6	Implementação do Estimador Modificado e Determinação da Velocidade Rotórica por Modo de Deslizamento	73
6.6.1	Resultados Experimentais	73
6.7	Controlador por Campo Orientado Indirecto sem Sensor de Velocidade	76
6.7.1	Resultados Experimentais	76
Capítulo 7.....		83

7	Conclusões e perspectivas futuras	83
7.1	Conclusões.....	84
7.2	Desenvolvimentos futuros possíveis	85
8	Bibliografia	87
Anexo 1	91
Anexo 2	95

Lista de Quadros e Figuras

Figura 2.1 – Representação esquemática da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito	7
Figura 3.1 – Metodologias de estimação da velocidade rotórica	20
Figura 3.2 – Esquema representativo do MRAS.....	22
Figura 4.1 – Representação esquemática da relação entre os estimadores do fluxo, da corrente e da velocidade	27
Figura 5.1 – Esquema de controlo por orientação de campo – método indirecto.	44
Figura 6.1 – Fotografia da plataforma experimental usada nesta dissertação	47
Figura 6.2 – Máquina assíncrona trifásica presente na plataforma experimental	48
Figura 6.3 – Módulo de potência a IGBT trifásico ACPM750 utilizado na plataforma experimental.....	49
Figura 6.4 – Diagrama de blocos do módulo de potência ACPM750	50
Figura 6.5 – Controlo do inversor trifásico usando entradas de comando PWM.....	51
Figura 6.6 – Diagrama do funcionamento da técnica de vectores espaciais aplicada ao PWM	52
Figura 6.7 – Destaque da Placa MSK2812 com o DSP TMS320F2812 incorporado.....	53
Figura 6.8 – Diagrama de blocos da placa MSK2812 DSP.	54
Figura 6.9 – Estrutura modular representativa do funcionamento do software de controlo.	55
Figura 6.10 – Correntes reais e estimadas para baixas velocidades: 30 rpm até 5s e 90 rpm até 10s. (a) iD_s e iD_r , (b) iQ_s e iQ_r	57
Figura 6.11 – Corrente real iD e estimada iD_s para uma velocidade média igual a 450 rpm. ...	58
Figura 6.12 – Corrente real iD_s e estimada iD_r para uma velocidade igual a 1500 rpm.	58
Figura 6.13 – Componentes estimadas ψ_{Dr} e ψ_{Qr} do fluxo rotórico para baixa velocidade: 30 rpm	59

Figura 6.14 – Componentes estimadas ψ_{Dr} e ψ_{Qr} do fluxo rotórico para uma velocidade média igual a 450 rpm.	59
Figura 6.15 – Componentes estimadas ψ_{Dr} e ψ_{Qr} do fluxo rotórico para uma velocidade igual a 1500 rpm.	60
Figura 6.16 – Velocidade medida ω e velocidade estimada ω para (a) escalões crescentes de velocidade – 660 rpm/750 rpm/840 rpm e (b) escalões decrescentes de velocidade – 660 rpm/540 rpm/450 rpm.	62
Figura 6.17 – Velocidade medida ω e velocidade estimada ω para uma condição de (a) baixas velocidades, 30 rpm e 90 rpm, e para uma condição de (b) alta velocidade, 1500 rpm.	63
Figura 6.18 – Velocidade medida ω e velocidade estimada ω para uma condição de aceleração e desaceleração do motor: 0 a 750 rpm a 0 rpm novamente	64
Figura 6.19 – Inversão de velocidade de +450 rpm para -450 rpm. (a) Velocidade medida ω e estimada ω . (b) Corrente do estator medida i_{Ds} e estimada i_{Ds} . (c) Fluxo rotórico estimado ψ_{Dr}	65
Figura 6.20 – Alteração da resistência rotórica R_r . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada ω (cor com diferentes níveis de cinzento) para os seguintes aumentos no valor da resistência rotórica no motor: $\Delta R_r = 0$, $\Delta R_r = +25\%$, e $\Delta R_r = +50\%$	66
Figura 6.21 – Alteração do coeficiente de indução rotórico L_r . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada ω (cor com diferentes níveis de cinzento) para os seguintes decréscimos do valor do coeficiente de indução rotórico: $\Delta L_r = 0$, $\Delta L_r = -10\%$, e $\Delta L_r = -25\%$	67
Figura 6.22 – Alteração da resistência do estator R_s . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada ω (cor com diferentes níveis de cinzento) para os seguintes aumentos do valor da resistência do estator: $\Delta R_s = 0$, $\Delta R_s = +10\%$, e $\Delta R_s = +20\%$	67
Figura 6.23 – Parâmetro μ . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada ω (cor com diferentes níveis de cinzento) para as seguintes variações no valor de μ : $\Delta\mu = 0$, $\Delta\mu = +50\%$, e $\Delta\mu = -50\%$	69
Figura 6.24 – Parâmetro γ . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada ω (cor com diferentes níveis de cinzento) para as seguintes variações no valor de γ : $\Delta\gamma = 0$, $\Delta\gamma = +50\%$, e $\Delta\gamma = -50\%$	69
Figura 6.25 – Parâmetros k_{11} e k_{22} da matriz K. Velocidade medida ω (cor preta) e estimada ω (cor com diferentes níveis de cinzento) para as seguintes variações nos valores de k_{11} e k_{22} : $\Delta k_{11} = \Delta k_{22} = 0$, $\Delta k_{11} = \Delta k_{22} = +50\%$, e $\Delta k_{11} = \Delta k_{22} = -50\%$	70

Figura 6.26 – (a) Velocidade medida ω e velocidade estimada $\hat{\omega}$ para um ensaio com carga. Escalão de velocidade para 750 rpm e aos 5 segundos reduz-se a velocidade de referência para 300 rpm (b) Sinal do erro de velocidade.....	71
Figura 6.27 – (a) Velocidade medida ω e velocidade estimada $\hat{\omega}$ para um ensaio com carga. Escalão de velocidade para 550 rpm e aos 6.5 segundos aumenta-se a velocidade de referência para 750 rpm (b) Sinal do erro de velocidade.....	72
Figura 6.28 – Componentes D da corrente do estator medida, iD_s , e estimada, \hat{iD}_s . (a) Componentes obtidas com o estimador original. (b) Componentes obtidas com o estimador modificado.	74
Figura 6.29 – Evolução da velocidade estimada quando se usa o estimador original e quando se usa o estimador modificado proposto	75
Figura 6.30 – Evolução da velocidade estimada quando se usa o estimador original e quando se usa o estimador modificado proposto	75
Figura 6.31 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} em forma de rampa com inclinação positiva e velocidade estimada ω . (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{ref} - \omega)/750$	78
Figura 6.32 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} em forma de rampa com inclinação negativa e velocidade estimada ω . (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{ref} - \omega)/750$	79
Figura 6.33 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} em forma de pirâmide com uma rampa de inclinação positiva e outra de inclinação negativa, e a velocidade estimada ω . (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{ref} - \omega)/750$	80
Figura 6.34 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} em forma de pirâmide invertida com uma rampa de inclinação negativa e outra de inclinação positiva, e a velocidade estimada ω . (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{ref} - \omega)/750$	81
Figura 6.35 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} acelera de 0 rpm até 750 rpm, mantém-se durante 2 segundos, e depois desacelera até novamente aos 0	

rpm, e a velocidade estimada ω . (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{\text{ref}} - \omega)/750$ 82

Lista de Símbolos

u_s	Tensão no estator
i_s	Corrente no estator
u_{ds}, u_{qs}	Tensões do estator em coordenadas dq
i_{ds}, i_{qs}	Correntes no estator em coordenadas dq
i_r	Corrente no rotor
\hat{i}_r	Corrente no rotor estimada
i_{dr}, i_{qr}	Correntes no rotor em coordenadas dq
$\hat{i}_{dr}, \hat{i}_{qr}$	Correntes no rotor em coordenadas dq estimadas
ω	Velocidade do rotor
$\hat{\omega}$	Velocidade do rotor estimada
ω_r	Velocidade do referencial
ψ_r	Fluxo ligado aos enrolamentos do rotor
$\hat{\psi}_r$	Fluxo ligado aos enrolamentos do rotor estimado
ψ_{dr}, ψ_{qr}	Fluxos ligados aos enrolamentos do rotor em coordenadas dq
$\hat{\psi}_{dr}, \hat{\psi}_{qr}$	Fluxos ligados aos enrolamentos do rotor em coordenadas dq
estimados	
T_e	Binário electromagnético
R_r	Resistência rotórica
R_s	Resistência estatórica
τ_r	Constante de tempo rotórica
j	Constante de Inércia
L_s	Coefficiente de indução dos enrolamentos do estator
L_r	Coefficiente de indução dos enrolamentos do rotor
M	Coefficiente de indução mútua entre os enrolamentos do estator e do
rotor	
θ	Posição do rotor
p	Número de pares de pólos

Lista de Constantes

Define-se esta lista de constantes inicialmente, uma vez que as mesmas são utilizadas várias vezes ao longo do trabalho.

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \tau_s = \frac{L_s}{R_s}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I$$

$$\beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}$$

$$A_{11} = -\eta I \quad A_{12} = \beta(\tau_r^{-1} I - p\omega J) \quad A_{21} = \tau_r^{-1} M I \quad A_{22} = -\tau_r^{-1} I + p\omega J$$

Capítulo 1

1 Introdução

Neste capítulo é dado um enquadramento da dissertação e a sua contextualização. São ainda apresentados os objectivos propostos e a sua estruturação.

1.1 Enquadramento

Um dos grandes entraves para uma larga utilização industrial da máquina assíncrona foi, ao longo dos anos, a grande dificuldade no seu controlo com precisão e desempenho adequados. Sendo uma máquina robusta e de construção simples, o aparecimento de técnicas de controlo avançadas acompanhado da evolução da electrónica de potência associada permitiu que fosse amplamente difundida, sendo actualmente a máquina de maior utilização na industria.

Uma das mais usadas técnicas de controlo actualmente existentes é o controlo por orientação de campo (FOC – Field Oriented Control). Este método tem por finalidade controlar o binário do motor, actuando para isso nas correntes de alimentação do estator. Para a implementação desta técnica, é necessário que seja efectuada a medição das correntes do estator, sendo igualmente necessário o conhecimento da posição do rotor que usualmente é obtido através da integração da velocidade. Este valor pode ser obtido através de medição directa com recurso a sensores ou por estimativa, através de algoritmos de cálculo iterativos (técnicas sensorless).

A utilização de um sensor de velocidade tem inúmeras desvantagens associadas ao funcionamento da máquina tais como a vibração sobre o sensor e as grandes variações de temperatura e possíveis falhas mecânicas do mesmo. Existem também entraves como o espaço disponível para a sua instalação em muitos casos ser bastante diminuto, sendo necessária uma construção da máquina adaptada ao mesmo, o que acarreta custos elevados. Para além destes pontos, há ainda o inconveniente do custo do próprio sensor.

Outro factor de enquadramento desta tese está relacionado com os trabalhos baseados na técnica de controlo por modo de deslizamento que foram desenvolvidos na Área Científica de Energia nos últimos 20 anos para o controlo de máquinas eléctricas rotativas [1][2][3][4]. Todos os trabalhos deram enfoque à utilização da técnica por modo de deslizamento para controlo de sistemas. De forma diferente, esta tese começa o estudo da sua utilização como observador de estados e parâmetros, complementando assim os trabalhos anteriores através da investigação da técnica de modo de deslizamento em estimador de variáveis de estado e parâmetros em máquinas eléctricas rotativas.

É, pois, neste contexto que este trabalho se insere, nomeadamente o desenvolvimento, implementação, e testes de um algoritmo de estimação das correntes estatóricas, fluxo rotórico e também da velocidade rotórica para uma máquina assíncrona trifásica. O algoritmo desenvolvido baseia-se nos princípios do modo de deslizamento, além de se propor uma modificação do algoritmo com o objectivo de melhorar o seu desempenho.

1.2 Objectivos do presente trabalho

Este trabalho tem por objectivo geral apresentar uma contribuição para o aperfeiçoamento de técnicas estimação da velocidade rotórica (*sensorless*) para máquinas assíncronas trifásicas, através do desenvolvimento teórico e implementação experimental de estimadores de velocidade e de fluxo por modo de deslizamento.

Numa fase inicial desenvolve-se um estimador de fluxo e velocidade rotórica, e sugere-se uma modificação tendo em vista a sua melhoria.

Tanto o estimador principal, como o modificado são implementados de forma a serem testados num sistema laboratorial formado por um accionamento electromecânico, para a obtenção de resultados experimentais a partir de um conjunto bastante variado de ensaios efectuados.

Pretende-se que o estimador desenvolvido apresente resultados satisfatórios, e que a modificação proposta permita a obtenção de resultados ainda melhores.

1.3 Estrutura da dissertação

A dissertação é constituída por 7 capítulos e 2 anexos referenciados ao longo dos capítulos.

No Capítulo 1 é feita uma contextualização do trabalho e é dada uma introdução ao tema do mesmo.

No Capítulo 2 é apresentada de uma forma sintetizada a modelização clássica da máquina assíncrona em vários referenciais.

A seguir no Capítulo 3 são revistas as principais técnicas de estimação de velocidade actualmente existentes.

No Capítulo 4 são apresentados os dois estimadores por modo de deslizamento do fluxo e da velocidade rotórica propostos.

O capítulo 5 contém uma introdução à técnica de controlo por orientação de campo clássica, nomeadamente a técnica indirecta.

No Capítulo 6 apresenta-se o desenvolvimento experimental do trabalho e são mostrados e discutidos os resultados alcançados para um conjunto exaustivo de testes.

Finalmente, são apresentadas as conclusões e as perspectivas futuras deste trabalho no Capítulo 7.

Capítulo 2

2 Modelização “Clássica” da Máquina Assíncrona

Apresentam-se neste capítulo os modelos matemáticos da máquina assíncrona que serão utilizados na síntese dos diferentes estimadores e no desenvolvimento do sistema de comando da máquina assíncrona ao longo desta tese.

2.1 Introdução

Classicamente e de forma sistemática todos os modelos são obtidos pela teoria de Park[5] que consiste em escrever estes modelos dentro de referenciais particulares.[6][7][2]

Partindo do conhecimento da constituição física do sistema, os modelos aqui apresentados baseiam-se na teoria dos circuitos. Os circuitos são considerados lineicos, sendo o modelo constituído por relações globais entre variáveis, função de parâmetros do próprio sistema e do tempo. A evolução temporal dessas variáveis (variáveis de estado, de entrada, e de saída) caracterizará o comportamento do sistema. Os modelos têm em consideração as seguintes hipóteses:

1. Os fluxos magnéticos são proporcionais às correntes através dos coeficientes de indução próprios e mútuos (hipótese de linearidade magnética).
2. As perdas no ferro são desprezadas.
3. A máquina é modelizada como uma máquina rotativa, trifásica no estator e trifásica no rotor. O entreferro é constante, e considera-se que as forças magnetomotrizes possuem uma distribuição espacial sinusoidal.

2.2 Modelização no Referencial *abc*

A máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito apresenta no estator três enrolamentos (circuitos eléctricos) desfasados espacialmente entre si de 120° e com uma estrutura sinusoidal. No rotor existem barras de material condutor dispostas regularmente na sua periferia e curto-circuitadas nos extremos, formando uma gaiola cilíndrica.

É normal utilizar-se uma representação também trifásica para os circuitos do rotor admitindo uma representação homotética no rotor da distribuição de correntes no estator. Os circuitos do rotor encontram-se curto-circuitados. Esquemáticamente tem-se a representação da Figura 2.1 para a máquina assíncrona

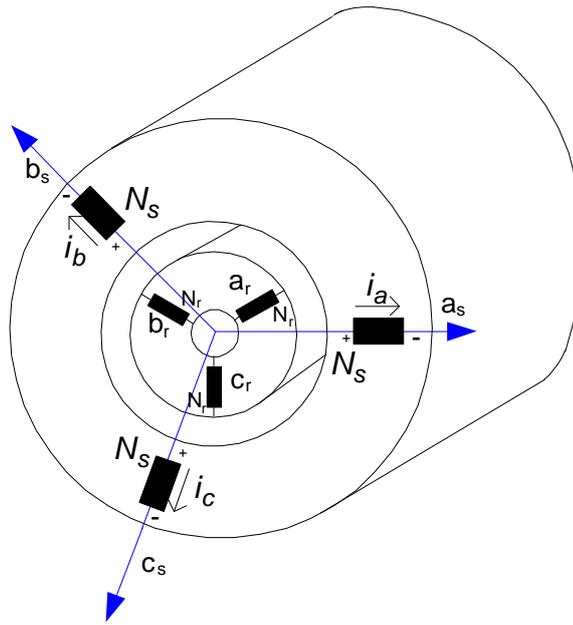


Figura 2.1 – Representação esquemática da máquina assíncrona trifásica de rotor em curto-circuito

Assim, verifica-se que irão existir um total de seis circuitos na máquina assíncrona de rotor em curto-circuito, os quais serão descritos por equações diferenciais que têm por base a lei geral de indução (lei de Faraday). As equações têm a seguinte forma:

$$\mathbf{u}_k = \mathbf{R}_k i_k + \frac{d\psi_k}{dt}, \quad k = 1, \dots, 6 \quad (2.1)$$

onde R_k representa a resistência eléctrica associada ao circuito eléctrico k , ψ_k representa o fluxo magnético ligado com o circuito k , i_k é a corrente eléctrica a circular em cada circuito, e u_k é o valor da tensão aos terminais do circuito. Como se considera uma máquina de rotor em curto-circuito, o valor da tensão para os circuitos rotóricos será de $u_k = 0$.

Admitindo linearidade no circuito magnético, efectua-se a seguinte representação matricial para o conjunto das equações eléctricas:

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{R}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L}_{abc} \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} + \omega \frac{\partial \mathbf{L}_{abc}}{\partial \theta} \mathbf{i}_{abc} \quad (2.2)$$

onde, admitindo uma estrutura sinusoidal por fase, simetria magnética e enrolamentos estáticos iguais, tem-se

$$\mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_{abc} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ss} & -M_{ss} & -M_{ss} \\ -M_{ss} & L_{ss} & -M_{ss} \\ -M_{ss} & -M_{ss} & L_{ss} \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{rr} & -M_{rr} & -M_{rr} \\ -M_{rr} & L_{rr} & -M_{rr} \\ -M_{rr} & -M_{rr} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

A representação da máquina assíncrona fica completa com a equação mecânica:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T_e - T_c \quad (2.3)$$

onde T_e é o binário electromagnético, T_c é o binário representativo da carga e eventuais perdas mecânicas. O binário electromagnético é dado por:

$$T_e = \frac{\partial W'_{mag}}{\partial \theta} \quad (2.4)$$

em que W'_{mag} é a coenergia magnética do sistema.

2.3 Transformação (abc → αβ) e (αβ → dq)

O sistema anteriormente obtido pode ser simplificado respeitando-se a sua representação. A onda espacial de força magnetomotriz criada pelos três circuitos estatóricos pode ser criada apenas por dois circuitos equivalentes. O mesmo se passa para os circuitos rotóricos. Assim, pode-se utilizar uma representação simplificada da máquina.

Em termos analíticos utiliza-se a *transformação de Concordia* (2.5), a qual leva à consideração no sistema transformado de um terceiro circuito que entretanto não interage com os outros dois (αβ), não contribuindo portanto para a conversão electromecânica. Não sendo ligado o fio de neutro nos enrolamentos estatóricos, ou perante um sistema trifásico de alimentação equilibrado ($i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$), o efeito do terceiro circuito apenas é considerado matematicamente, traduzindo a existência de apenas dois graus de liberdade a nível eléctrico nos circuitos do estator.

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = [C]^T \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Efectuando a transformação (2.5) obtém-se em termos genéricos, para as equações eléctricas, uma expressão análoga à equação (2.2) expressa por (2.6).

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{L}_{\alpha\beta} \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \omega \frac{\partial \mathbf{L}_{\alpha\beta}}{\partial \theta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (2.6)$$

As matrizes em (2.6) são definidas por:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M] \\ [M] & [L_r] \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
[L_s] &= \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} & [M] &= M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} & [L_r] &= \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \\
L_s &= L_{ss} + M_{ss} \approx \frac{3}{2} L_{ss} \\
L_r &= L_{rr} + M_{rr} \approx \frac{3}{2} L_{rr} \\
M &= \frac{3}{2} M_{sr}
\end{aligned}$$

No entanto, a representação da máquina assíncrona em coordenadas $\alpha\beta$ não é suficientemente cómoda para uma análise adequada pois os coeficientes de indução mútuos ($[M]$) entre os circuitos do estator e do rotor são dependentes da posição relativa θ entre os respectivos circuitos, tornando-se assim variáveis no tempo. Deste modo, é usual proceder-se a uma rotação dos circuitos rotóricos alinhando-os com os circuitos estatóricos, transformação $\alpha\beta \rightarrow dq$, efectuada através da aplicação da matriz C_2 expressa em (2.7).

$$C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ 0 & 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Uma extensão deste raciocínio leva à consideração da representação da máquina assíncrona num referencial animado de uma velocidade de rotação ω_r relativamente ao estator (referencial dq).

2.4 Modelização num Referencial Genérico dq

Num referencial genérico dq com velocidade ω_r , as equações da máquina assíncrona tomam a seguinte forma:

$$\begin{aligned}
u_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_r \psi_{qs} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\
u_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_r \psi_{ds} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \\
0 &= R_r i_{dr} - (\omega_r - \omega) \psi_{qr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \\
0 &= R_r i_{qr} + (\omega_r - \omega) \psi_{dr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt}
\end{aligned} \quad (2.8)$$

O binário electromagnético T_e fica estabelecido pela seguinte expressão:

$$T_e = pM(i_{qr}i_{dr} - i_{ds}i_{qs}) \quad (2.9)$$

onde p é o número de pares de pólos da máquina.

Entre os fluxos ligados com os diversos circuitos e as correntes eléctricas que os percorrem existe o conjunto de relações descritas em (2.10), o que permite, juntamente com os sistema de equações (2.8), escrever as equações de estado da máquina.

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \psi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \psi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \psi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Considerando como variáveis de estado eléctricas da máquina assíncrona as componentes das correntes estatórica e rotórica ($i_{ds}; i_{qs}; i_{dr}; i_{qr}$), as equações de estado (parte eléctrica) tomam a forma de (2.11).

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma\tau_s} i_{ds} + \left(\omega_r + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\right) i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s \tau_r} i_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s} \omega i_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\left(\omega_r + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\right) i_{ds} - \frac{1}{\sigma\tau_s} i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s} \omega i_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s \tau_r} i_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs} \\ \frac{di_{dr}}{dt} &= \frac{M}{\sigma L_r \tau_s} i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_r} \omega i_{qs} - \frac{1}{\sigma\tau_s} i_{dr} + \left(\omega_r - \frac{1}{\sigma}\omega\right) i_{qr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} u_{ds} \\ \frac{di_{qr}}{dt} &= -\frac{M}{\sigma L_r} \omega i_{ds} + \frac{M}{\sigma L_r \tau_s} i_{qs} - \left(\omega_r - \frac{1}{\sigma}\omega\right) i_{dr} - \frac{1}{\sigma\tau_s} i_{qr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} u_{qs} \end{aligned} \quad (2.11)$$

onde:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

A representação dinâmica que aqui é apresentada por (2.11) para a máquina assíncrona de rotor em curto-circuito faz parte de uma modelação clássica da máquina. Outras variantes com escolha de diferentes variáveis de estado eléctricas (quatro das oito classicamente utilizadas) e de

diferentes referenciais poderiam ser apresentadas. A sua escolha normalmente depende da aplicação específica, pelo que neste trabalho se expõe a representação seguinte:

$$\begin{aligned}
\frac{di_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{ds} + \omega_r i_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r M}\psi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M}\omega\psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{ds} \\
\frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_r i_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M}\omega\psi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r M}\psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{qs} \\
\frac{d\psi_{dr}}{dt} &= \tau_r^{-1}\psi_{dr} + (\omega_r - \omega)\psi_{qr} + \tau_r^{-1}Mi_{ds} \\
\frac{d\psi_{qr}}{dt} &= -(\omega_r - \omega)\psi_{dr} + \tau_r^{-1}\psi_{qr} + \tau_r^{-1}Mi_{qs}
\end{aligned} \tag{2.12}$$

2.5 Modelização dq num Referencial Estacionário

O modelo da máquina assíncrona num referencial estacionário, (ou seja, $\omega_r = 0$), fica estabelecido por (2.13).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \boldsymbol{\Psi}_r \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \boldsymbol{\Psi}_r \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_s \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

Na equação anterior, \mathbf{i}_s corresponde à matriz das componentes DQ das correntes no estator, \mathbf{u}_s é a matriz das componentes DQ das tensões no estator, e $\boldsymbol{\Psi}_r$ é a matriz das componentes DQ do fluxo ligado dos enrolamentos do rotor, todas definidas por (2.14):

$$\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{Ds} \\ i_{Qs} \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\Psi}_r = \begin{bmatrix} \psi_{Dr} \\ \psi_{Qr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} u_{Ds} \\ u_{Qs} \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

As matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} são descritas como

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

então, aplicando (2.15) em (2.13)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \boldsymbol{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \boldsymbol{\Psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_s \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

que por sua vez se pode escrever da seguinte forma:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}[\mathbf{i}_s] &= \mathbf{A}_{11}i_s + \mathbf{A}_{12}\boldsymbol{\psi}_r + \mathbf{B}_1\mathbf{u}_s \\ \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\psi}_r] &= \mathbf{A}_{21}i_s + \mathbf{A}_{22}\boldsymbol{\psi}_r\end{aligned}\quad (2.17)$$

Os elementos das duas matrizes de (2.15) são dados pelas seguintes expressões:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{11} &= -\eta\mathbf{I} \\ \mathbf{A}_{12} &= \beta(\tau_r^{-1}\mathbf{I} - p\omega\mathbf{J}) \\ \mathbf{A}_{21} &= \tau_r^{-1}M\mathbf{I} \\ \mathbf{A}_{22} &= \tau_r^{-1}\mathbf{I} - p\omega\mathbf{J} \\ \mathbf{B}_1 &= \frac{1}{\sigma L_s}\mathbf{I}\end{aligned}\quad (2.18)$$

e, por sua vez, estas sub-matrizes são constituídas pelas seguintes constantes

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ \eta &= \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \\ \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{J} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Efectuando-se o desenvolvimento das sub-matrizes em (2.15) tem-se:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} -\eta & 0 \\ 0 & -\eta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ 0 & -\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{12} &= \beta \begin{bmatrix} \tau_r^{-1} & p\omega \\ -p\omega & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{21} &= \begin{bmatrix} \tau_r^{-1}M & 0 \\ 0 & \tau_r^{-1}M \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{22} &= \begin{bmatrix} -\tau_r^{-1} & -p\omega \\ p\omega & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

Finalmente, a matriz \mathbf{A} tem a seguinte forma:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \beta \tau_r^{-1} & \beta p \omega \\ 0 & -\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & -\beta p \omega & \beta \tau_r^{-1} \\ \tau_r^{-1} M & 0 & -\tau_r^{-1} & -p \omega \\ 0 & \tau_r^{-1} M & -p \omega & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix}$$

sendo a matriz \mathbf{B} igual a

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

A equação mecânica da máquina pode ser apresentada da seguinte forma

$$j \frac{d\omega}{dt} = \frac{pM}{L_r} (\psi_{dr} \psi_{qs} - \psi_{qr} \psi_{ds}) - T_c \quad (2.19)$$

Desenvolvendo a equação matricial (2.13) através do uso das relações estabelecidas em (2.18) tem-se as duas equações matriciais indicadas por (2.20).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s &= -\eta \mathbf{i}_s + \beta (\tau_r^{-1} \mathbf{I} - p\omega \mathbf{J}) \boldsymbol{\Psi}_r + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s \\ \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_r &= \tau_r^{-1} M \mathbf{i}_s + (-\tau_r^{-1} \mathbf{I} + p\omega \mathbf{J}) \boldsymbol{\Psi}_r \end{aligned} \quad (2.20)$$

Expandindo as expressões de (2.20) têm-se as seguintes equações matriciais:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ds} \\ i_{Qs} \end{bmatrix} = -\eta \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ds} \\ i_{Qs} \end{bmatrix} + \beta \left(\tau_r^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - p\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \psi_{Dr} \\ \psi_{Qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Ds} \\ u_{Qs} \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{Dr} \\ \psi_{Qr} \end{bmatrix} = \tau_r^{-1} M \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ds} \\ i_{Qs} \end{bmatrix} + \left(-\tau_r^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + p\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \psi_{Dr} \\ \psi_{Qr} \end{bmatrix}$$

Efectuando cálculos simples, as equações anteriores passam a ser representadas por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ds} \\ i_{Qs} \end{bmatrix} = -\eta \begin{bmatrix} i_{Ds} \\ i_{Qs} \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} \tau_r^{-1} & p\omega \\ -p\omega & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{Dr} \\ \psi_{Qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} u_{Ds} \\ u_{Qs} \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{Dr} \\ \psi_{Qr} \end{bmatrix} = \tau_r^{-1} M \begin{bmatrix} i_{Ds} \\ i_{Qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\tau_r^{-1} & -p\omega \\ p\omega & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{Dr} \\ \psi_{Qr} \end{bmatrix}$$

Finalmente, expandindo as matrizes anteriores obtém-se o modelo da máquina assíncrona em coordenadas DQ e num referencial estacionário como o que se indica em (2.21).

$$\begin{cases} \frac{di_{Ds}}{dt} = (-\eta)i_{Ds} + (\beta\tau_r^{-1})\psi_{Dr} + (\beta p\omega)\psi_{Qr} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right)u_{Ds} \\ \frac{di_{Qs}}{dt} = (-\eta)i_{Qs} - (\beta p\omega)\psi_{Dr} + (\beta\tau_r^{-1})\psi_{Qr} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right)u_{Qs} \\ \frac{d\psi_{Dr}}{dt} = (\tau_r^{-1}M)i_{Ds} - \tau_r^{-1}\psi_{Dr} - (p\omega)\psi_{Qr} \\ \frac{d\psi_{Qr}}{dt} = (\tau_r^{-1}M)i_{Qs} + (p\omega)\psi_{Dr} - \tau_r^{-1}\psi_{Qr} \end{cases} \quad (2.21)$$

2.6 Modelização dq num Referencial do Fluxo Rotórico

No referencial particular do fluxo rotórico tem-se $\psi_{dr} = \psi_r$ e $\psi_{qr} = 0$, pelo que o sistema de equações (2.12) toma a seguinte forma:

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\eta i_{ds} + \tau_r^{-1} \beta \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\eta i_{qs} - \beta \omega \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs} \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \tau_r^{-1} \psi_r + \tau_r^{-1} M i_{ds} \\ 0 = \omega \psi_r + \tau_r^{-1} M i_{qs} \end{cases} \quad (2.22)$$

$$T_e = p \frac{M}{L_r} i_{qs} \psi_r \quad (2.23)$$

Na terceira equação de (2.22) verifica-se que o fluxo apenas depende da componente d da corrente estatórica e em (2.23) verifica-se que com o fluxo constante, o binário apenas depende da componente q da corrente estatórica.

Capítulo 3

3 Principais técnicas de estimação da velocidade de máquinas assíncronas

Neste capítulo são apresentadas as principais técnicas de estimação da velocidade rotórica da máquina assíncrona desenvolvidas até à actualidade.

3.1 Introdução

Os interesses económicos associados ao controlo e accionamento de máquinas eléctricas estão relacionados com uma regulação mais precisa, económica e fiável de modo a reduzir custos e melhorar a qualidade dos processos industriais. O controlo de máquinas eléctricas tem experimentado nos últimos anos progressos substanciais baseados principalmente no aparecimento de microprocessadores de grande capacidade computacional mas de custo reduzido. O desenvolvimento no controlo e comando de máquinas assíncronas permitiu que estas máquinas entrassem em mercados que tradicionalmente estavam dominados pelas máquinas de corrente contínua, mais caras e com um custo de manutenção mais elevado para uma mesma potência, embora mais fáceis de comandar. Por isso, a investigação neste campo tem oferecido a possibilidade de conseguir equipamentos de accionamentos de máquinas assíncronas com a mesma performance e menos manutenção. Não obstante este facto, os sistemas de controlo avançado de máquinas assíncronas (Ex: controlo vectorial) necessitam de um conhecimento preciso da posição do rotor, perante a qual aparece a necessidade de se usar *encoders*. Estes elementos encarecem o equipamento e, portanto, abre-se um tema de investigação para encontrar técnicas de comando e controlo de máquinas assíncronas que não necessitem de sensor (*sensorless*) que meça a velocidade ou posição do rotor da máquina.

Diferentes classificações das técnicas de estimação da velocidade em máquina assíncronas têm sido propostas [8] [9] [10]. A classificação mais geral é aquela que distingue as técnicas baseadas no modelo da máquina em regime permanente [11], das baseadas no modelo em regime transitório [12]. As primeiras são mais adequadas aos controladores que não sejam muito sensíveis ao conhecimento da posição do fluxo no interior da máquina assíncrona, enquanto as outras são empregues nomeadamente no controlo por orientação de campo e outros que exigem a obtenção de um alto desempenho do accionamento.

Pode-se fazer uma outra selecção entre as técnicas que se baseiam no uso de não-idealidades presentes na máquina assíncrona e o efeito que produzem sobre as grandezas directamente mensuráveis através das quais pode se obter o valor da velocidade [13] [14] e as técnicas que se baseiam nas equações gerais do modelo da máquina [15] [16] [17]. Entre as técnicas que utilizam as não-linearidades da máquina, encontram-se basicamente duas alternativas. A primeira é a que obtém a velocidade da máquina a partir da avaliação da terceira harmónica na tensão da máquina [18] causada pela saturação magnética. A segunda obtém o valor desejado a partir de outros efeitos presentes na máquina, como por exemplo os harmónicos induzidos [8]. Um sistema complementar aos anteriores é aquele que tem em conta as não-idealidades da máquina e que consiste em injectar um sinal de alta frequência na máquina e utilizar a resposta obtida [19].

O grupo restante parte das equações do motor e pode ser classificado em três novos grupos segundo a forma de resolução destas equações. O primeiro grupo é o dos estimadores [15] [16] [20] [21] [22], que fazem uma resolução directa das equações implementando derivadores e integradores, em que ambos usam os parâmetros de resistência e indutância da máquina. O segundo grupo é o dos observadores [23] [24] [25] [26] [27], uma lei de controlo que “observa” o valor da velocidade a partir das equações. Este sistema, contudo, apenas é diferenciado do anterior pelo facto de o observador implicar a presença de uma malha-fechada para a determinação da velocidade. O terceiro grupo caracteriza-se pela aplicação de um modelo de referência adaptativo (Model Reference Adaptive System - MRAS) [28] [29] [30]. Este, com base nas medidas e na simulação do modelo de referência, é capaz de obter o valor da velocidade através de uma malha fechada de controlo usando o erro entre o valor medido real e o valor fornecido pelo modelo de referência. Como pode ser visto, no caso dos estimadores, estes não têm implícita uma malha de realimentação e, por isso, são designados por estimadores em malha aberta. No entanto acaba por haver nestes estimadores alguma malha de controlo de modo a estimar algum parâmetro da máquina assíncrona [31] [32].

Resumo da classificação

1. Segundo o modelo

- Modelo em regime permanente
- Modelo em regime transitório

2. Segundo as técnicas

a. *Técnicas baseadas em não-idealidades da máquina*

- Terceira harmónica na tensão
- Injecção de um sinal de corrente a alta-frequência

b. *Técnicas baseadas nas equações gerais da máquina*

- Estimadores
- Observadores
- MRAS

Todas as técnicas usam alguns ou todos os parâmetros da máquina para estimar, observar, ou determinar o valor da velocidade. Alguns são mais sensíveis às variações daqueles parâmetros [33] e, portanto, mais difíceis de implementar num sistema real. Por isso, as melhorias adicionadas a qualquer método acima mencionado passam pelo ajuste do valor de algum daqueles parâmetros [15] [34] [35] [20]. Outras melhorias podem incluir algoritmos aprimorados de integrações e algoritmos matemáticos adequados [16], ou a elaborar um algoritmo de cálculo que não use nenhum dos valores dos parâmetros da máquina susceptíveis de serem alterados. O diagrama representado na Figura 3.1 sumariza as principais técnicas de estimação da velocidade rotórica encontrando-se a sombreado os campos desenvolvidos nesta tese.

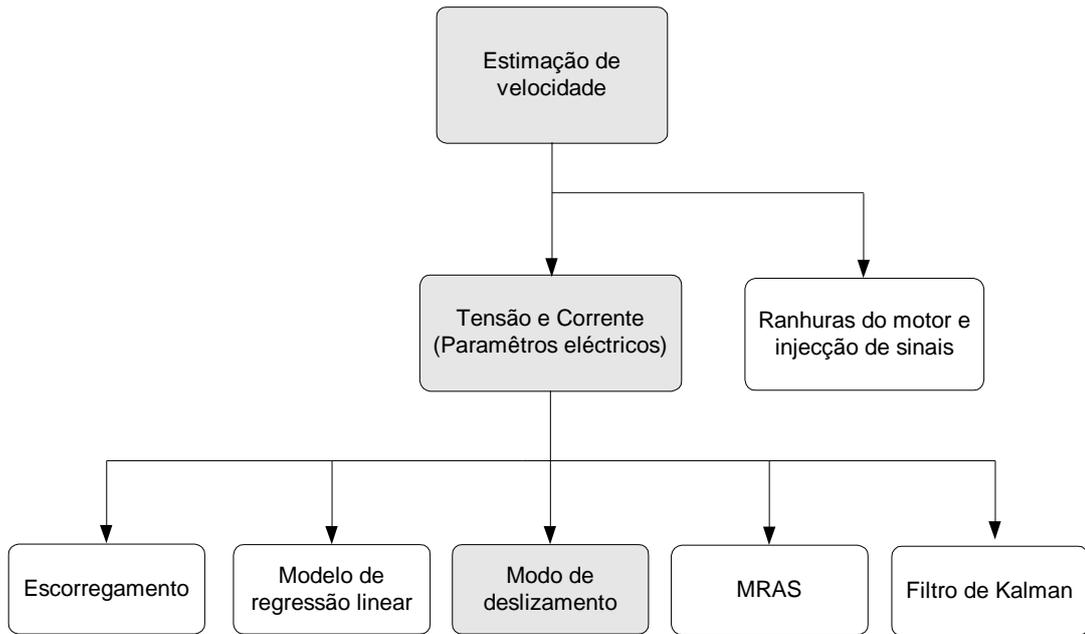


Figura 3.1 – Metodologias de estimação da velocidade rotórica

A estimação da velocidade utilizando-se a metodologia das ranhuras e da injeção de harmônicas apresenta desempenho considerável em baixas velocidades, muito próximas a zero [19]. Entretanto, a injeção de sinais causa geralmente oscilações de binário, vibrações e ruído audível.

Seguidamente, são apresentadas de uma forma sumária as técnicas aqui referidas.

3.2 Determinação do escorregamento

Uma das primeiras formas de estimação da velocidade medindo somente a tensão e a corrente estatórica foi proposta em 1975 [11]. Baseando-se no modelo equivalente do motor de indução num referencial estacionário, é obtida uma equação que relaciona o binário electromagnético T_e com a velocidade rotórica ω_r , como se mostra na relação (3.1). Nesta, p é o número de pares de pólos, f é a frequência eléctrica das grandezas no estator, ω_s é a frequência angular de escorregamento, e ω_e é a velocidade de sincronismo. No entanto, a forte dependência paramétrica, principalmente da resistência rotórica, e a limitação da metodologia ao regime permanente, são alguns dos problemas apresentados por esta técnica.

$$\omega_s = \frac{R_r 2\pi f T_e}{p |\mathbf{V}_s - (R_s - j\omega_r L_s) \mathbf{I}_s|}, \quad \omega_r = \omega_s + \omega_e \quad (3.1)$$

Mais recentemente, foi proposta em [36] uma técnica de estimação da velocidade baseada nas relações (3.2) e (3.3), que indicam o escorregamento e a velocidade de sincronismo, respectivamente. Em (3.2), tem-se $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ e $\sigma = L_s L_r - L_M^2$.

$$\omega_s = \frac{i_{Qs} L_s (1 + \sigma T_r)}{T_r (\psi_{Ds} - \sigma L_s i_{Qs})} \quad (3.2)$$

$$\omega_e = \frac{(u_{Qs} - R_s i_{Qs}) \psi_{Ds} - (u_{Ds} - R_s i_{Ds}) \psi_{Qs}}{|\psi_s|^2} \quad (3.3)$$

Em [37], os autores propõem uma proposta de controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade baseado numa equação que relaciona o escorregamento do motor com a componente em quadratura da corrente no estator i_{Qs} e a componente directa do fluxo rotórico ψ_{Dr} . Esta equação é determinada através do modelo matemático do motor em coordenadas síncronas com a velocidade de sincronismo e expressa por (3.4).

$$\omega_s = \frac{R_r L_M i_{Qs}^s}{L_r \psi_{Dr}^s} \quad (3.4)$$

O sistema de controlo apresentado em [37] apresenta um bom desempenho para baixas velocidades. No entanto, o estimador da velocidade rotórica encontra-se muito afectado por ruído na passagem da velocidade rotórica por zero.

3.3 Modelo de Regressão Linear

O modelo de regressão linear está relacionado com metodologias de estimação para sistemas não-lineares, podendo ainda serem aplicados na estimação de parâmetros. Em [38] foi proposto um estimador baseado na técnica do erro mínimo quadrático aplicado à estimação dos parâmetros da função de transferência (3.5) entre a corrente e a tensão aos terminais do estator da máquina assíncrona.

$$\frac{\mathbf{I}_s}{\mathbf{V}_s} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s} s + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r \right)}{s^2 + \left(\frac{R_s + \frac{L_s}{T_r}}{\sigma L_s} - j\omega_r \right) s + \frac{R_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r \right)} \quad (3.5)$$

A velocidade rotórica é estimada com base nas medições de tensão e correntes do estator. Considerando os parâmetros de (3.5) conhecidos, a estimativa do valor da velocidade pode ser solucionada por técnicas de regressão linear baseadas na relação matricial (3.6).

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{C}(k) \cdot \omega_r \quad (3.6)$$

Entre outros trabalhos que realizam a estimação da velocidade rotórica por regressão linear estão os seguintes trabalhos [39] [40]. O primeiro apresentou uma proposta com três modelos de regressão linear, utilizando as medidas das grandezas de tensão e corrente do estator. Cada um dos modelos possui uma escala de tempo diferente, considerando os parâmetros de interesse e a sua taxa de variação. No segundo apresenta-se um algoritmo tipo rede neuronal RLS proporcionando uma convergência mais rápida.

3.4 Modelo de Referência Adaptativo (MRAS)

A técnica de estimação por MRAS é constituída por um modelo adaptativo e por uma referência correspondente. A referência define a dinâmica desejada para o sistema. O erro entre os dois modelos é utilizado num controlador proporcional integral (PI) para a obtenção do sinal da velocidade estimada. Esta estimativa é utilizada para realimentar o modelo adaptativo e actualizar o seu valor. Os ganhos do controlador PI são calculados de forma a ser garantida a estabilidade do sistema. Têm sido propostos na literatura vários trabalhos que utilizam esta técnica para a estimação de velocidade [41] [42]. A grande diferença apresentada por esses trabalhos é a forma de estruturar o mecanismo de adaptação e incorporação da estimação online de alguns parâmetros usados tais como a constante de tempo rotórica e a resistência estática.

A estimação da velocidade rotórica através de MRAS é efectuada através da selecção de uma referência adequada. Uma das aplicações actualmente existentes (Figura 3.2) é a consideração da corrente estática como referência sendo o modelo adaptativo constituído pelo observador de corrente estática e o observador do fluxo rotórico. O sucesso deste modelo depende no entanto da qualidade da determinação das grandezas necessárias à sua implementação prática.

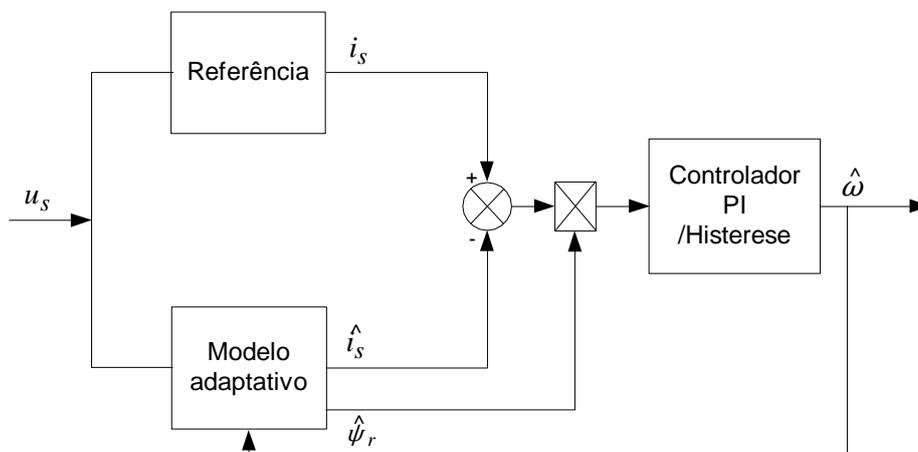


Figura 3.2 – Esquema representativo do MRAS

3.5 Observadores por modo de deslizamento

A técnica de estimação por modo de deslizamento tem sido alvo de muito estudo ao longo das últimas duas décadas. Os observadores por modo de deslizamento desenvolvidos até ao presente são fortemente dependentes dos parâmetros da máquina assíncrona pelo que quando estes são sujeitos a variações, os observadores perdem a sua robustez e eficácia, por isso este problema tem sido um dos grandes entraves à sua maior implantação.

Esta técnica não linear tem por objectivo induzir que a dinâmica do erro entre as grandezas medidas e as grandezas estimadas tenda para zero em pequenos períodos finitos de tempo. Os principais fundamentos desta técnica são apresentados no Capítulo 4.

3.6 Filtro de Kalman

O filtro de Kalman é um estimador eficiente e robusto tanto para sistemas lineares como para sistemas não-lineares. Este filtro baseia-se na minimização do erro de covariância estimado. A sua aplicação é adequada para obter a estimação de variáveis de estado e parâmetros do modelo e eliminar ruídos de medida.

A estimação da velocidade através do filtro de Kalman é uma técnica baseada no modelo da máquina motora. A máquina é modelizada como um sistema de terceira ordem, sendo a velocidade rotórica uma variável de estado adicional. Uma função de erro quadrático minimiza erros nas medições do sistema. Esta função erro é calculada tendo como base as variáveis de estado preditivas, levando em consideração ruídos e variações paramétricas do modelo [8][16].

3.7 Estimação usando Saliências Magnéticas

Os métodos de estimação apresentados nos pontos anteriores dependem do modelo da máquina assíncrona por isso são sensíveis a variações paramétricas e apresentam problemas para baixas velocidades. Tendo como objectivo a resolução desses problemas têm havido alguns estudos que introduzem no sistema harmónicas produzidas por saliências magnéticas utilizadas para a estimação da posição/velocidade da máquina através de técnicas baseadas nos sinais de alimentação da máquina e na injeção de sinais de alta frequência [19].

Na estimação baseada nos sinais de alimentação da máquina a informação da velocidade é obtida a partir das harmónicas geradas pelas ranhuras rotóricas nas correntes ou nas tensões de alimentação da máquina. As ranhuras necessárias para instalação dos condutores provocam variações na relutância magnética do circuito magnético. Assim que a máquina é excitada existem

correntes e tensões induzidas nas grandezas estatóricas devido às variações da densidade de fluxo produzidas por causa das ranhuras. A frequência com que estes sinais induzidos é produzida é proporcional à velocidade em que a saliência magnética gira e ao número da ranhuras da máquina. A velocidade rotórica pode então ser estimada através da transformada de Fourier ou vários tipos de filtros, isolando as harmônicas. Este tipo de estimação tem os inconvenientes de exigir um elevado esforço computacional, a estimação da velocidade média não é instantânea, não é possível estimação para velocidade nula e para velocidades baixas é difícil a separação das harmônicas da fundamental. Outro tipo de técnica é a injeção de um sinal de alta frequência de tensão ou de corrente na alimentação da máquina. Esse sinal impõe características à máquina que não são reproduzidas pelo seu modelo de representação. O sinal injectado excita a máquina a uma frequência superior à frequência fundamental de alimentação. Este sinal cria um campo girante de alta frequência alternativo, numa determinada direcção de rotação que induz um efeito de modulação nas ranhuras do rotor e gera correntes rotativas de alta frequência que contêm informação sobre a posição e velocidade do rotor. Essas correntes aparecem como componentes da corrente estatórica podendo-se proceder ao isolamento da fundamental através de filtros passa-banda. Esta técnica tem revelado uma boa eficiência na estimação da velocidade independentemente da variação dos parâmetros da máquina e para uma larga gama de velocidades, incluindo as problemáticas velocidades baixas e nulas no entanto, é uma técnica de elevado grau de complexidade e para a sua implementação é necessário um hardware bastante sofisticado o que acarreta custos elevados. É ainda necessário que seja garantida a presença de apenas um tipo de saliência na máquina, o que é extremamente complicado de ser implementado na prática devido às não linearidades magnéticas e a imprecisões na construção da máquina que podem gerar sinais parasitas.

Capítulo 4

4 Estimador por modo de deslizamento de fluxo e velocidade rotóricos da máquina assíncrona

Neste capítulo é construído o estimador por modo de deslizamento do fluxo e velocidade rotórica da máquina assíncrona, e é ainda proposta uma modificação do mesmo.

4.1 Introdução

No controlo de accionamentos electromecânicos, transdutores de velocidade tais como geradores taquimétricos, resolvers, ou taquímetros digitais são usados para obter informação sobre a velocidade da máquina eléctrica. No entanto, o uso destes sensores de velocidade apresenta algumas desvantagens, tais como:

- Eles são geralmente caros;
- O sensor de velocidade e respectivas ligações eléctricas ocuparão espaço;
- Em ambientes agressivos, o sensor de velocidade poderá ser a parte mais fraca do sistema, reduzindo a sua fiabilidade.

A não utilização de sensores de velocidade significa o uso de algoritmos adicionais e o acréscimo de uma complexidade computacional que exige processadores de alta velocidade para aplicações em tempo-real. À medida que os processadores digitais de sinais (DSPs) se têm tornado mais baratos e com uma cada vez maior capacidade de processamento, tem sido possível o seu emprego em accionamentos electromecânicos.

Como foi visto no Capítulo 3, existem uma série de técnicas para estimar a velocidade do rotor da máquina assíncrona, sendo essa mesma estimação muitas vezes complexa e dependente dos parâmetros da máquina. Neste Capítulo apresenta-se uma técnica de obtenção da velocidade rotórica da máquina assíncrona baseada numa representação em espaço de estados do regime dinâmico da máquina assíncrona.

Esta técnica consiste num observador adaptativo por modo de deslizamento, baseando-se no erro de variáveis de saída conhecidas como, por exemplo, as correntes no estator. O sinal de erro é gerado a partir dos valores medidos e estimados das correntes no estator, e deve convergir para zero através do uso de superfícies de deslizamento previamente definidas. A Figura 4.1 apresenta a estrutura principal deste observador e o relacionamento entre as suas variáveis de estado.

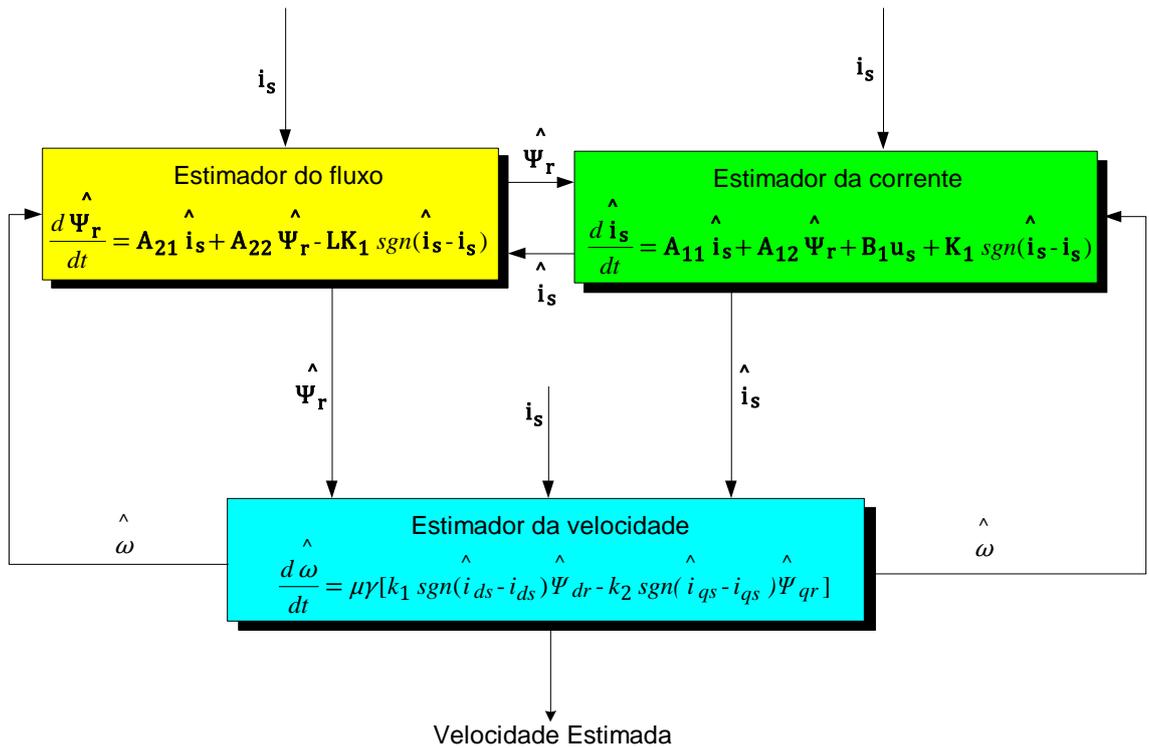


Figura 4.1 – Representação esquemática da relação entre os estimadores do fluxo, da corrente e da velocidade

Recentemente, os estimadores baseados na metodologia do modo de deslizamento estão a ser aplicados na estimação do fluxo e velocidade rotórica em máquinas assíncronas [43] [44] [45]. De forma diferente ao uso do modo de deslizamento no controlo de sistemas, os estimadores por modo de deslizamento não apresentam limitações físicas no estabelecimento dos seus ganhos de comutação. A principal desvantagem do uso do modo de deslizamento em estimadores, diz respeito ao aparecimento de oscilações, as quais podem excitar modos de frequências mais elevados no sistema, limitando o uso das variáveis estimadas no sistema de controlo.

Nesta secção apresentam-se inicialmente os fundamentos teóricos dos estimadores por modo de deslizamento. Em seguida, a partir do modelo desenvolvido para a máquina assíncrona no Capítulo 2, obtêm-se as equações do estimador do fluxo rotórico.

4.2 Estimadores por modo de deslizamento: fundamentos

O problema de comando consiste em conduzir o sistema a partir de um estado genérico x a um estado pretendido x_{ref} na presença de perturbações e incertezas nos parâmetros do sistema. Uma solução baseada na técnica do modo de deslizamento consiste na definição de uma

superfície de comutação em função do erro e associado ao vector de estado x segundo a relação (4.1), onde a função do erro é expressa pela relação (4.2).

$$S(e(x), t) = 0 \quad (4.1.)$$

$$e(x) = x - x_{ref} \quad (4.2.)$$

A partir da função de comutação (4.1), a escolha da função de comando deve garantir a convergência para a condição de modo de deslizamento, ou seja, o comando deverá garantir que qualquer trajectória do sistema em torno da superfície de comutação aponte na sua direcção.

No desenvolvimento de estimadores de estado por modo de deslizamento, a escolha de uma superfície de comutação como aquela em (4.1) não se revela adequada visto que nem todos os estados do sistema estão acessíveis. Uma solução consiste em definir-se uma superfície de comutação em função do erro de observação entre as variáveis acessíveis do sistema. A lei de comando será pois dada pelo termo de correcção do estimador, o qual conduzirá a dinâmica do erro de estimação das variáveis para a superfície de comutação, em consequência, o erro do estimador tenderá para zero [43].

Para se clarificar a consideração anterior, considere-se o sistema linear invariante no tempo (4.3).

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu & x \in R^n, u \in R^m \\ y = Cx & x \in R^n, 1 \leq l < n \end{cases} \quad (4.3.)$$

Supondo que $rank(C) = l$, o vector y pode ser escrito conforme a expressão (4.4).

$$y = C_1 x_1 + C_2 x_2, \quad x^T = (x_1^T, x_2^T), \quad x_2 \in R^l \quad (4.4.)$$

A dinâmica do sistema pode ser expressa em função das variáveis de estado x_1 e y através do sistema de equações diferenciais (4.5) e (4.6). Nestas, são válidas as relações indicadas em (4.7).

$$\dot{x}_1 = \bar{A}_{11} x_1 + \bar{A}_{12} y + \bar{B}_1 u \quad (4.5.)$$

$$\dot{y} = \bar{A}_{21} x_1 + \bar{A}_{22} y + \bar{B}_2 u \quad (4.6.)$$

$$TAT^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix}, TB = \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{bmatrix}, T = \begin{bmatrix} I_{n-1} & 0 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix} \quad (4.7.)$$

Para o desenvolvimento do estimador de estados por modo de deslizamento, selecciona-se como superfície de comutação o erro entre as variáveis mensuráveis y e aquelas estimadas \hat{y} do sistema (4.8).

$$S = y - \hat{y} \quad (4.8.)$$

A partir disto, as equações do estimador de estados por modo de deslizamento são escritas na forma de (4.9) e (4.10), onde \hat{x}_1 e \hat{y} são os valores x_1 e y estimados. Em ambas as equações, v é um termo não-linear de correcção dado por (4.11), o qual tem por objectivo conduzir o sistema na direcção da superfície de comutação de forma a estabelecer o regime de modo de deslizamento.

$$\dot{\hat{x}}_1 = \bar{A}_{11}\hat{x}_1 + \bar{A}_{12}\hat{y} + B_1u - Lv \quad (4.9.)$$

$$\dot{\hat{y}}_1 = \bar{A}_{21}\hat{x}_1 + \bar{A}_{22}\hat{y} + B_2u + v \quad (4.10.)$$

$$v = K \text{sgn}(y - \hat{y}) \quad (4.11.)$$

Usando as expressões (4.5), (4.6), (4.9) e (4.10), obtêm-se as equações relativas à dinâmica dos sinais de erro de estimação quantificados pelas equações (4.12) e (4.13).

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\hat{x}}_1 = \bar{A}_{11}e_1 + \bar{A}_{12}e_2 + Lv \quad (4.12.)$$

$$\dot{e}_2 = \dot{y}_1 - \dot{\hat{y}}_1 = \bar{A}_{21}e_1 + \bar{A}_{22}e_2 - v \quad (4.13.)$$

Quando o sistema se encontra no modo de deslizamento, verifica-se a relação (4.14).

$$\dot{e}_2 = e_2 = 0 \quad (4.14.)$$

Usando (4.14) em (4.13), estabelece-se a equação (4.15). Nesta, o termo $[K \text{sgn}(y - \hat{y})]_{eq}$ é usualmente obtido pela passagem do sinal v por um filtro passa-baixo.

$$v = v_{eq} = [K \text{sgn}(y - \hat{y})]_{eq} = \bar{A}_{21}e_1 \quad (4.15.)$$

Usando (4.15) em (4.13) obtêm-se a equação relativa à dinâmica do erro e_1 dada por (4.16).

$$\dot{e}_1 = (\bar{A}_{11} + L\bar{A}_{21})e_1 \quad (4.16.)$$

Se as matrizes \bar{A}_{11} e \bar{A}_{21} são observáveis, os valores próprios da matriz $\bar{A}_{11} + L\bar{A}_{21}$ podem ser escolhidos de uma forma arbitrária e logo o erro e_1 pode ser comandado de acordo com a dinâmica desejada para o estimador de x_1 . De seguida, o vector x_2 pode ser obtido por (4.4) conforme a equação (4.17).

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{C}_2^{-1}(\mathbf{y} - \mathbf{C}_1\mathbf{x}_1) \quad (4.17.)$$

4.3 Estimador de fluxo rotórico

O estimador do fluxo rotórico por modo de deslizamento tem o seu desenvolvimento assente no modelo DQ da máquina assíncrona num referencial estacionário (Capítulo 2, secção 2.4), e assente também nos fundamentos apresentados na secção anterior. Deste modo, o estimador pode ser expresso pela equação (4.18) onde $\hat{\mathbf{x}}$ é o vector composto pelas componentes das correntes estatóricas e do fluxo rotórico estimadas (4.19), \mathbf{K} é uma matriz de ganhos definida por (4.20) e (4.21) e \mathbf{A} e \mathbf{B} são as matrizes definidas em (2.15).

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u}_s + \mathbf{K} \operatorname{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (4.18.)$$

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{Ds} \\ \hat{i}_{Qs} \\ \hat{\psi}_{Dr} \\ \hat{\psi}_{Qr} \end{bmatrix} \quad (4.19.)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 \\ -\mathbf{L}\mathbf{K}_1 \end{bmatrix} \quad (4.20.)$$

$$\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix}, \mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \quad (4.21.)$$

Desenvolvendo a equação (4.18), esta escreve-se na forma de (4.22).

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{i}}_s}{dt} &= \mathbf{A}_{11}\hat{\mathbf{i}}_s + \mathbf{A}_{12}\hat{\boldsymbol{\Psi}}_r + \mathbf{B}_1\mathbf{u}_s + \mathbf{K}_1\operatorname{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \\ \frac{d\hat{\boldsymbol{\Psi}}_r}{dt} &= \mathbf{A}_{21}\hat{\mathbf{i}}_s + \mathbf{A}_{22}\hat{\boldsymbol{\Psi}}_r - \mathbf{L}\mathbf{K}_1\operatorname{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \end{aligned} \quad (4.22.)$$

Os valores da matriz \mathbf{K}_1 são obtidos por tentativa tendo em vista a optimização do resultado pretendido. Para a obtenção dos coeficientes da matriz \mathbf{L} definem-se as seguintes expressões:

$$\begin{aligned}
x &= (q - 1)\varepsilon + \frac{\gamma}{\tau_r \varepsilon} \\
y &= \frac{\gamma \hat{\omega}_r}{\varepsilon}
\end{aligned} \tag{4.23.}$$

sendo q e γ constantes atribuídas experimentalmente e ε definido por:

$$\varepsilon = \frac{\sigma L_s L_r}{M} \tag{4.24.}$$

Então a matriz \mathbf{L} é construída da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
L_{11} &= -x; \\
L_{12} &= y; \\
L_{21} &= -y; \\
L_{22} &= -x;
\end{aligned} \tag{4.25.}$$

Expandindo os vectores $\hat{\mathbf{i}}_s = (\hat{i}_{Ds} \hat{i}_{Qs})^T$ e $\hat{\Psi}_r = (\hat{\psi}_{Dr}, \hat{\psi}_{Qr})^T$, assim como as matrizes $\mathbf{A}_{11}, \mathbf{A}_{12}, \mathbf{A}_{21}, \mathbf{A}_{22}$ e $\mathbf{K}_1, \mathbf{L}\mathbf{K}_1$, tem-se o conjunto de equações para as correntes do estator e para o fluxo rotórico indicado em (4.26).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Ds} \\ \hat{i}_{Qs} \end{bmatrix} &= -\eta \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Ds} \\ \hat{i}_{Qs} \end{bmatrix} + \beta \left(\frac{1}{\tau_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - p\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{Dr} \\ \hat{\psi}_{Qr} \end{bmatrix} \\
&\quad + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Ds} \\ u_{Qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \\ \text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) \end{bmatrix} \\
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{Dr} \\ \hat{\psi}_{Qr} \end{bmatrix} &= \frac{M}{\tau_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Ds} \\ \hat{i}_{Qs} \end{bmatrix} + \left(-\frac{1}{\tau_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + p\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{Dr} \\ \hat{\psi}_{Qr} \end{bmatrix} \\
&\quad + \begin{bmatrix} l_{11}k_1 & l_{12}k_2 \\ l_{21}k_1 & l_{22}k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \\ \text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.26.}$$

Desenvolvendo o conjunto de equações matriciais (4.26) obtém-se o sistema de equações (4.27) em modo contínuo. O sistema apresenta como variáveis de entrada as tensões u_{Ds} , u_{Qs} , as correntes i_{Ds} e i_{Qs} , e a velocidade angular do rotor ω . As variáveis a serem estimadas são as componentes da corrente do estator no referencial estacionário \hat{i}_{Ds} e \hat{i}_{Qs} , e as componentes no mesmo referencial do fluxo rotórico, $\hat{\psi}_{Dr}$ e $\hat{\psi}_{Qr}$.

$$\frac{d\hat{i}_{Ds}}{dt} = -\eta \hat{i}_{Ds} + \frac{\beta}{\tau_r} \hat{\psi}_{Dr} + \beta p \omega \hat{\psi}_{Qr} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{Ds} - k_1 \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \tag{4.27.}$$

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{i}_{Qs}}{dt} &= -\eta\hat{i}_{Qs} - \beta p\omega\hat{\psi}_{Dr} + \frac{\beta}{\tau_r}\hat{\psi}_{Qr} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{Qs} - k_2\text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) \\ \frac{d\hat{\psi}_{Dr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r}\hat{i}_{Ds} - \frac{1}{\tau_r}\hat{\psi}_{Dr} - p\omega\hat{\psi}_{Qr} + l_{11}k_1\text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \\ &\quad + l_{12}k_2\text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) \\ \frac{d\hat{\psi}_{Qr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r}\hat{i}_{Qs} + p\omega\hat{\psi}_{Dr} - \frac{1}{\tau_r}\hat{\psi}_{Qr} + l_{21}k_1\text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \\ &\quad + l_{22}k_2\text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs})\end{aligned}$$

4.4 Análise do erro para o estimador do fluxo rotórico

Definindo

$$\Delta\omega = \hat{\omega} - \omega \quad (4.28.)$$

Tem-se

$$\hat{\omega} = \Delta\omega + \omega \quad (4.29.)$$

Atendendo a (2.15) e (2.18) facilmente se verifica que,

$$\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \Delta\mathbf{A} \quad (4.30.)$$

em que ΔA surge devido à diferença entre a velocidade estimada e a velocidade real. Esta nova matriz será então construída da seguinte forma:

$$\Delta\mathbf{A} = \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A} \quad (4.31.)$$

observando os elementos de A , verifica-se que A_{11} e A_{21} não dependem de ω , e uma vez que os seus elementos são todos constantes, conclui que estes são iguais a \hat{A}_{11} e \hat{A}_{21} respectivamente.

Tem-se então

$$\hat{\mathbf{A}}_{11} = \mathbf{A}_{11} \quad (4.32.)$$

$$\hat{\mathbf{A}}_{21} = \mathbf{A}_{21}$$

pelo que então se verifica que

$$\Delta \mathbf{A}_{11} = \Delta \mathbf{A}_{21} = 0 \quad (4.33.)$$

Relativamente ao termo \hat{A}_{12} efectua-se a sua decomposição, atendendo a (4.28)

$$\hat{\mathbf{A}}_{12} = \beta \begin{bmatrix} \tau_r^{-1} & p\hat{\omega} \\ -p\hat{\omega} & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} = \beta \begin{bmatrix} \tau_r^{-1} & p(\omega + \Delta\omega) \\ -p(\omega + \Delta\omega) & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} = \beta \left(\begin{bmatrix} \tau_r^{-1} & p\omega \\ -p\omega & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -p\Delta\omega \\ p\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \right)$$

concluindo-se que, tal como se esperava

$$\hat{\mathbf{A}}_{12} = \mathbf{A}_{12} + \Delta \mathbf{A}_{12} \quad (4.34.)$$

em que

$$\Delta \mathbf{A}_{12} = -\beta \begin{bmatrix} 0 & -p\Delta\omega \\ p\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} = -\beta p\Delta\omega \mathbf{J} \quad (4.35.)$$

Analogamente, para o termo \hat{A}_{22}

$$\hat{\mathbf{A}}_{22} = \begin{bmatrix} -\tau_r^{-1} & p\hat{\omega} \\ -p\hat{\omega} & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tau_r^{-1} & p(\omega + \Delta\omega) \\ -p(\omega + \Delta\omega) & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} -\tau_r^{-1} & p\omega \\ -p\omega & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & p\Delta\omega \\ -p\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \right)$$

em que

$$\hat{\mathbf{A}}_{22} = \mathbf{A}_{22} + \Delta \mathbf{A}_{22} \quad (4.36.)$$

sendo

$$\Delta \mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} 0 & p\Delta\omega \\ -p\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} = -p\Delta\omega \mathbf{J} \quad (4.37.)$$

Finalmente, a matriz ΔA tem a seguinte constituição

$$(4.38.)$$

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \Delta A_{11} & \Delta A_{12} \\ \Delta A_{21} & \Delta A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\beta p \Delta \omega J \\ 0 & -p \Delta \omega J \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \beta p \Delta \omega \\ 0 & 0 & -\beta p \Delta \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p \Delta \omega \\ 0 & 0 & -p \Delta \omega & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Subtraindo a equação (4.5) pela (2.13)

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s &= \mathbf{A}_{11}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) + \hat{\mathbf{A}}_{12} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r - \mathbf{A}_{12} \boldsymbol{\psi}_r + \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \\ \frac{d}{dt} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r - \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_r &= \mathbf{A}_{21}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) + \hat{\mathbf{A}}_{22} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r - \mathbf{A}_{22} \boldsymbol{\psi}_r + \mathbf{K}_2 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s)\end{aligned}\quad (4.39.)$$

Definindo

$$\begin{aligned}\mathbf{e}_i &= \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s \\ \mathbf{e}_\psi &= \hat{\boldsymbol{\psi}}_r - \boldsymbol{\psi}_r\end{aligned}\quad (4.40.)$$

Obtém-se

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \mathbf{e}_i &= \mathbf{A}_{11} \mathbf{e}_i + \mathbf{A}_{12} \mathbf{e}_\psi + \Delta \mathbf{A}_{11} \hat{\mathbf{i}}_s + \Delta \mathbf{A}_{12} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \\ \frac{d}{dt} \mathbf{e}_\psi &= \mathbf{A}_{21} \mathbf{e}_i + \mathbf{A}_{22} \mathbf{e}_\psi + \Delta \mathbf{A}_{21} \hat{\mathbf{i}}_s + \Delta \mathbf{A}_{22} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \mathbf{K}_2 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s)\end{aligned}\quad (4.41.)$$

Para se implementar o modo de deslizamento tem-se a seguinte condição (Uma vez que o valor da corrente real é conhecido):

$$\mathbf{e}_i = \frac{d}{dt} \mathbf{e}_i = 0 \quad (4.42.)$$

Então, aplicando (4.20) em (4.19)

$$\begin{aligned}0 &= \mathbf{A}_{12} \mathbf{e}_\psi + \Delta \mathbf{A}_{11} \hat{\mathbf{i}}_s + \Delta \mathbf{A}_{12} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \\ \frac{d}{dt} \mathbf{e}_\psi &= \mathbf{A}_{22} \mathbf{e}_\psi + \Delta \mathbf{A}_{21} \hat{\mathbf{i}}_s + \Delta \mathbf{A}_{22} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \mathbf{K}_2 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s)\end{aligned}\quad (4.43.)$$

Atendendo a (4.11), (4.13) e (4.15)

$$\begin{aligned}
0 &= \mathbf{A}_{12} \mathbf{e}_\psi + \beta \Delta \omega \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \\
\frac{d}{dt} \mathbf{e}_\psi &= \mathbf{A}_{22} \mathbf{e}_\psi - \Delta \omega \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \mathbf{K}_2 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s)
\end{aligned} \tag{4.44.}$$

Agora, em coordenadas dq

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \beta \begin{bmatrix} \tau_r^{-1} & p\omega \\ -p\omega & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{D\psi} \\ e_{Q\psi} \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} 0 & -p\Delta\omega \\ p\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{Dr} \\ \hat{\psi}_{Qr} \end{bmatrix} \\
&\quad + \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s)
\end{aligned} \tag{4.45.}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_{D\psi} \\ e_{Q\psi} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\tau_r^{-1} & -p\omega \\ p\omega & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{D\psi} \\ e_{Q\psi} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -p\Delta\omega \\ p\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{Dr} \\ \hat{\psi}_{Qr} \end{bmatrix} \\
&\quad + \mathbf{K}_2 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s)
\end{aligned}$$

Desenvolvendo as expressões

$$\begin{aligned}
0 &= \beta \tau_r^{-1} e_{D\psi} + \beta p \omega e_{Q\psi} - \beta p \Delta \omega \hat{\psi}_{Qr} + k_{11} \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \\
0 &= -\beta p \omega e_{D\psi} + \beta \tau_r^{-1} e_{Q\psi} + \beta p \Delta \omega \hat{\psi}_{Dr} + k_{11} \text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) \\
\frac{de_{D\psi}}{dt} &= -\tau_r^{-1} e_{D\psi} - p \omega e_{D\psi} + p \Delta \omega \hat{\psi}_{Qr} + k_{22} \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \\
\frac{de_{Q\psi}}{dt} &= p \omega e_{D\psi} - \tau_r^{-1} e_{Q\psi} - p \Delta \omega \hat{\psi}_{Dr} + k_{22} \text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs})
\end{aligned} \tag{4.46.}$$

Dividindo a primeira e segunda expressões de (4.24) por β e somando-as com a terceira e a quarta respectivamente,

$$\begin{aligned}
\frac{de_{D\psi}}{dt} &= \tau_r^{-1} e_{D\psi} - \tau_r^{-1} e_{D\psi} + p \omega e_{Q\psi} - p \omega e_{Q\psi} - p \Delta \omega \hat{\psi}_{Qr} \\
&\quad + p \Delta \omega \hat{\psi}_{Qr} + k_{11} \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) + k_{22} \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} \\
&\quad - i_{Ds})
\end{aligned} \tag{4.47.}$$

$$\begin{aligned}
\frac{de_{Q\psi}}{dt} &= -p \omega e_{D\psi} + p \omega e_{D\psi} + \tau_r^{-1} e_{Q\psi} - \tau_r^{-1} e_{Q\psi} + p \Delta \omega \hat{\psi}_{Dr} \\
&\quad - p \Delta \omega \hat{\psi}_{Dr} + k_{11} \text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) + k_{22} \text{sgn}(\hat{i}_{Qs} \\
&\quad - i_{Qs})
\end{aligned}$$

Então verifica-se

$$\frac{d}{d} \begin{bmatrix} e_{D\psi} \\ e_{Q\psi} \end{bmatrix} = \left(\frac{\mathbf{K}_1}{\beta} + \mathbf{K}_2 \right) \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (4.48.)$$

Sendo

$$\mathbf{K}_2 = -\mathbf{L}\mathbf{K}_1 \quad (4.49.)$$

Aplicando (4.27) em (4.26)

$$\frac{d}{d} \begin{bmatrix} e_{D\psi} \\ e_{Q\psi} \end{bmatrix} = \left(\frac{\mathbf{I}}{\beta} - \mathbf{L} \right) \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (4.50.)$$

Fazendo

$$\mathbf{\Lambda} = \mathbf{L} - \frac{\mathbf{I}}{\beta} \quad (4.51.)$$

Obtém-se finalmente

$$\frac{d\mathbf{e}_\psi}{dt} = -\mathbf{\Lambda}\mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (4.52.)$$

Verifica-se então em (4.52) que o fluxo rotórico estimado por modo de deslizamento apenas depende do erro da corrente do estator, ou seja, da corrente do estator estimada subtraída da corrente real (medida).

4.5 Estimador da Velocidade Rotórica por Modo de Deslizamento

Considere-se a função de Lyapunov (4.53) onde \mathbf{e}_ψ é a matriz $\begin{bmatrix} e_{\psi_{Ds}} & e_{\psi_{Qs}} \end{bmatrix}^T$ e a função W deve ser determinada de forma assegurar a convergência da estimação do parâmetro de acordo com a teoria da estabilidade de Lyapunov. [44].

$$\mathbf{V} = \mathbf{e}_\psi^T \mathbf{e}_\psi + W \quad (4.53.)$$

A derivada da função de Lyapunov (4.53) é indicada na equação (4.54).

$$\frac{d}{dt}\mathbf{V} = \frac{d}{dt}(\mathbf{e}_\Psi^T)\mathbf{e}_\Psi + \mathbf{e}_\Psi^T \frac{d}{dt}(\mathbf{e}_\Psi) + \frac{dW}{dt} \quad (4.54.)$$

Definindo-se a variável \mathbf{z} , como em (4.55), e substituindo a equação (4.52) e (4.55) em (4.54), realizando as respectivas derivadas obtém-se a expressão (4.56)

$$\mathbf{z} = -\mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (4.55.)$$

$$\frac{d}{dt}\mathbf{V} = \mathbf{z}^T \Lambda^T \mathbf{A}_{12}^{-1} \mathbf{z} + \mathbf{z}^T \Lambda^T \mathbf{A}_{12}^{-1} \frac{\Delta\omega_r}{\varepsilon} \mathbf{J} \Psi_r + \frac{dW}{dt} \quad (4.56.)$$

A derivada da função de Lyapunov \mathbf{V} em relação ao tempo pode ser expressa como (4.57).

$$\frac{d}{dt}\mathbf{V} = \frac{d}{dt}\mathbf{V}_1 + \frac{d}{dt}\mathbf{V}_2 \quad (4.57.)$$

Deste modo, igualando-se as expressões (4.56) e (4.57) obtêm-se as relações (4.58).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt}\mathbf{V}_1 = \mathbf{z}^T \Lambda^T \mathbf{A}_{12}^{-1} \mathbf{z} \\ \frac{d}{dt}\mathbf{V}_2 = \mathbf{z}^T \Lambda^T \mathbf{A}_{12}^{-1} \frac{\Delta\omega}{\varepsilon} \mathbf{J} \Psi_r + \frac{dW}{dt} \end{array} \right. \quad (4.58.)$$

De acordo com a teoria da estabilidade de Lyapunov, para ser garantida a estabilidade, a equação (4.57) deve ser definida negativa. Para isto, impõem-se as condições (4.59) e (4.60).

$$\frac{d}{dt}\mathbf{V}_1 < 0 \quad (4.59.)$$

$$\frac{d}{dt}\mathbf{V}_2 = 0 \quad (4.60.)$$

Para a concretização da primeira condição imposta por (4.59), pode-se estabelecer a igualdade de (4.61) onde a constante γ deve ter um valor positivo. Usando-se (4.61) na condição de (4.59) resulta então na expressão (4.62). Esta será sempre definida negativa já que são impostos valores de γ sempre positivos.

$$\Lambda^T = -\gamma \mathbf{A}_{12}, \gamma > 0 \quad (4.61.)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{V}_1 = -\mathbf{z}^T \gamma \mathbf{z} \quad (4.62.)$$

Substituindo (4.61) na segunda expressão de (4.58), verifica-se a equação (4.63).

$$\frac{d}{dt} \mathbf{V}_2 = -\gamma \mathbf{z}^T \frac{\Delta \omega}{\varepsilon} \mathbf{J} \Psi_r + \frac{d\mathbf{W}}{dt} \quad (4.63.)$$

Aplicando a condição (4.60) em (4.63) obtém-se o resultado expresso por (4.64).

$$\frac{d\mathbf{W}}{dt} = \gamma \mathbf{z}^T \frac{\Delta \omega}{\varepsilon} \mathbf{J} \Psi_r \quad (4.64.)$$

Assim, por análise da equação (4.64), a função W que pode ser escolhida é dada por (4.65), na qual o parâmetro μ deverá ter um valor positivo.

$$W = \frac{\Delta \omega}{2\mu\varepsilon}, \mu > 0 \quad (4.65.)$$

Derivando (4.65) em ordem ao tempo, verifica-se (4.66).

$$\frac{dW}{dt} = \frac{2\Delta \omega}{2\mu\varepsilon} \frac{d\omega}{dt} \quad (4.66.)$$

Desenvolvendo a equação (4.64), usando (4.55), obtém-se a relação (4.67)

$$\frac{dW}{dt} = \gamma \left[k_{11} \operatorname{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \quad k_{22} \operatorname{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) \right] \frac{\Delta \omega}{\varepsilon} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{Dr} \\ \hat{\psi}_{Qr} \end{bmatrix} \quad (4.67.)$$

Desenvolvendo agora a equação (4.67), obtém-se (4.68),

$$\frac{dW}{dt} = \gamma \frac{\Delta \omega}{\varepsilon} \left[k_{11} \operatorname{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Qs}) \hat{\psi}_{Qr} - k_2 \operatorname{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) \hat{\psi}_{Dr} \right] \quad (4.68.)$$

Finalmente, igualando as equações (4.64) e (4.66), obtém-se o estimador de velocidade por modo de deslizamento definido pela relação (4.69)

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \mu\gamma [k_{11} \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \hat{\psi}_{Qr} - k_{22} \text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) \hat{\psi}_{Dr}] \quad (4.69.)$$

Os parâmetros μ e γ em (4.69) são escolhidos de forma a otimizar o resultado do estimador da velocidade. A sua influência é distinta uma vez que, enquanto o parâmetro μ apenas influencia directamente o andamento da velocidade estimada, o γ influencia directamente não só a velocidade estimada, como também a corrente e o fluxo estimados, uma vez que está presente na matriz \mathbf{L} . De notar ainda que, de uma forma geral, o aumento destes parâmetros induz uma resposta mais rápida do observador, ou seja, o período transitório diminui. No entanto, este aumento diminui a robustez do observador no período estacionário, aparecendo algumas oscilações na velocidade estimada em torno de um determinado valor médio.

4.6 Estimador modificado do fluxo rotórico

De forma a otimizar o resultado do observador do fluxo, construiu-se uma nova parcela para acrescentar ao mesmo. Esta parcela caracteriza-se por apresentar um termo de correcção (4.70) baseado na diferença entre o fluxo rotórico estimado, $\hat{\Psi}_r$, e o fluxo rotórico obtido a partir modelo do motor, $\hat{\Psi}_{r0}$, a acrescentar à anterior função da corrente estatórica.

$$\mathbf{K}_{1m} \text{sgn}(\hat{\Psi}_r - \hat{\Psi}_{r0}) \quad (4.70.)$$

Uma vez que o fluxo não é mensurável, a melhoria do resultado será verificada no resultado do estimador da velocidade.

O estimador modificado tem então a seguinte forma:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{v} + \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) + \mathbf{K}_{1m} \text{sgn}(\hat{\Psi}_r - \hat{\Psi}_{r0}) \quad (4.71.)$$

em que $\hat{\Psi}_{r0}$ é composto por

$$\hat{\Psi}_{r0} = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{Dr0} \\ \hat{\psi}_{Qr0} \end{bmatrix} \quad (4.72.)$$

e

$$\mathbf{K}_{1m} = \begin{bmatrix} -k_{1m} & 0 \\ 0 & -k_{2m} \end{bmatrix} \quad (4.73.)$$

Para a sua construção a partir do modelo da máquina assíncrona, atendendo à segunda linha de (2.16), define-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{Dr0}}{dt} \\ \frac{d\hat{\psi}_{Qr0}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ds} \\ i_{Qs} \\ \hat{\psi}_{Dr0} \\ \hat{\psi}_{Qr0} \end{bmatrix} \quad (4.74.)$$

Efectuando o desenvolvimento obtém-se,

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\psi}_{Dr0}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{Qs} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{Dr0} - \omega_r \hat{\psi}_{Qr0} \\ \frac{d\hat{\psi}_{Qr0}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{Ds} + \omega_r \hat{\psi}_{Dr0} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{Qr0} \end{cases} \quad (4.75.)$$

Atendendo a (4.71) define-se então o novo estimador do fluxo,

$$\frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} = \mathbf{A}_{21}\hat{\mathbf{i}}_s + \mathbf{A}_{22}\hat{\Psi}_r - \mathbf{L}\mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) + \mathbf{L}\mathbf{K}_{1m} \text{sgn}(\hat{\Psi}_r - \hat{\Psi}_{r0}) \quad (4.76.)$$

Expandindo (4.76), obtém-se o novo observador de fluxo para as coordenadas D e Q

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\psi}_{Dr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} \hat{i}_{Ds} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{Dr} - p\omega \hat{\psi}_{Qr} + l_{11}k_1 \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \\ &\quad + l_{12}k_2 \text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) + l_{11}k_{1m} \text{sgn}(\hat{\psi}_{Dr} - \hat{\psi}_{Dr0}) \\ &\quad + l_{12}k_{2m} \text{sgn}(\hat{\psi}_{Qr} - \hat{\psi}_{Qr0}) \\ \frac{d\hat{\psi}_{Qr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} \hat{i}_{Qs} + p\omega \hat{\psi}_{Dr} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{Qr} + l_{21}k_1 \text{sgn}(\hat{i}_{Ds} - i_{Ds}) \\ &\quad + l_{22}k_2 \text{sgn}(\hat{i}_{Qs} - i_{Qs}) + l_{21}k_{1m} \text{sgn}(\hat{\psi}_{Dr} - \hat{\psi}_{Dr0}) \\ &\quad + l_{22}k_{2m} \text{sgn}(\hat{\psi}_{Qr} - \hat{\psi}_{Qr0}) \end{aligned} \quad (4.77.)$$

De notar que os termos $\hat{\psi}_{Dr0}$ e $\hat{\psi}_{Qr0}$ são calculados a partir de (4.75), pelo que o novo observador já tem definidas todas as suas grandezas de entrada, necessárias para o cálculo.

Capítulo 5

5 Técnica de controlo por orientação de campo

A técnica de controlo por orientação de campo é explicada neste capítulo, nomeadamente o método indirecto.

5.1 Introdução

O controlo de máquinas eléctricas pode ser classificado como escalar ou vectorial[7]. No controlo escalar, consideram-se apenas a amplitude dos fluxos magnéticos, correntes e tensões eléctricas. Já no controlo vectorial, utilizam-se vectores na representação das grandezas eléctricas instantâneas. Baseado no comportamento da máquina de corrente contínua, foi criado há cerca de quarenta anos o controlo por orientação de campo (“Field Oriented Control”), o qual foi proposto por Blaschke como tese de doutoramento em 1973 [48]. Tratando-se de um controlo do tipo vectorial, em que também a fase das grandezas interessa orientar e utilizar para controlar, teve na complexidade analítica, um dos obstáculos iniciais à sua rápida utilização no domínio das máquinas assíncronas. A técnica de controlo por orientação de campo pode ser subdividida em duas: o controlo pelo método directo, e o controlo por orientação de campo indirecto. A técnica directa encontra-se explicada com detalhes na literatura [6]. Assim sendo, nesta tese será apresentado apenas o método indirecto.

5.2 Controlo por Orientação de Campo.

A técnica de controlo por orientação de campo aqui referida envolve a escolha do referencial do fluxo rotórico para o seu desenvolvimento. Por conveniência, repete-se aqui em (5.1) o modelo desenvolvido no Capítulo 2 para a máquina assíncrona de rotor em curto-circuito num referencial genérico animado de velocidade ω_r , o qual utiliza como variáveis de estado para a parte eléctrica as componentes da corrente estatórica (i_{ds}, i_{qs}) e as componentes do fluxo rotórico (ψ_{dr}, ψ_{qr}).

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{ds} + \omega_r i_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r M}\psi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M}\omega\psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{ds} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_r i_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M}\omega\psi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r M}\psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{qs} \\
 \frac{d\psi_{dr}}{dt} &= -\frac{1}{\tau_r}\psi_{dr} + (\omega_r - \omega)\psi_{qr} + \frac{M}{\tau_r}i_{ds} \\
 \frac{d\psi_{qr}}{dt} &= -(\omega_r - \omega)\psi_{dr} - \frac{1}{\tau_r}\psi_{qr} + \frac{M}{\tau_r}i_{qs}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

O binário electromagnético fica estabelecido pela expressão (5.2).

$$T_e = p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \psi_{dr} - i_{ds} \psi_{qr}) \quad (5.2)$$

No referencial particular do fluxo rotórico efectuaem-se as considerações de (5.3)

$$\psi_{dr} = \psi_r \text{ e } \psi_{qr} = 0 \quad (5.3)$$

Pelo que, atendendo a (5.3), a corrente i_{ds} toma a seguinte forma

$$i_{ds} = \frac{\psi_r}{M} \quad (5.4)$$

Aplicando (5.3) em (5.2) obtém-se

$$T_e = p \frac{M}{L_r} i_{qs} \psi_r \quad (5.5)$$

E por fim aplicando (5.3) na segunda expressão de (5.1) obtém-se

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = -\eta i_{qs} - \frac{1}{\sigma M} \omega \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs} \quad (5.6)$$

De notar que a dinâmica associada à amplitude do fluxo rotórico está associada com a componente i_{ds} da corrente (5.4), e que fazendo i_{ds} constante é possível obter um desacoplamento análogo ao que é obtido na máquina de corrente contínua como ocorre na equação do binário (5.5). O conjunto de equações (5.4) a (5.6) apresenta um formalismo idêntico ao da máquina de corrente contínua de excitação independente. Pelo desenvolvimento efectuado, conclui-se que uma forma de abordar o problema será controlar as componentes da corrente estatórica, o que pode ser feito admitindo a existência de um ondulator de corrente alimentando a máquina [6] (transformando assim a corrente em entrada do sistema) ou utilizando um controlo por histerese para as correntes (com utilização de um ondulator de tensão) [2]

5.3 Método Indirecto do Controlo por Orientação de Campo

O método indirecto baseia-se no cálculo da frequência de escorregamento e não necessita de sensores a não ser o de velocidade (para completar o cálculo da velocidade de rotação do referencial dq), o qual também será utilizado num eventual controlo em cadeia fechada da velocidade. Na figura seguinte apresenta-se o esquema de Controlo por Orientação de Campo Indirecto.

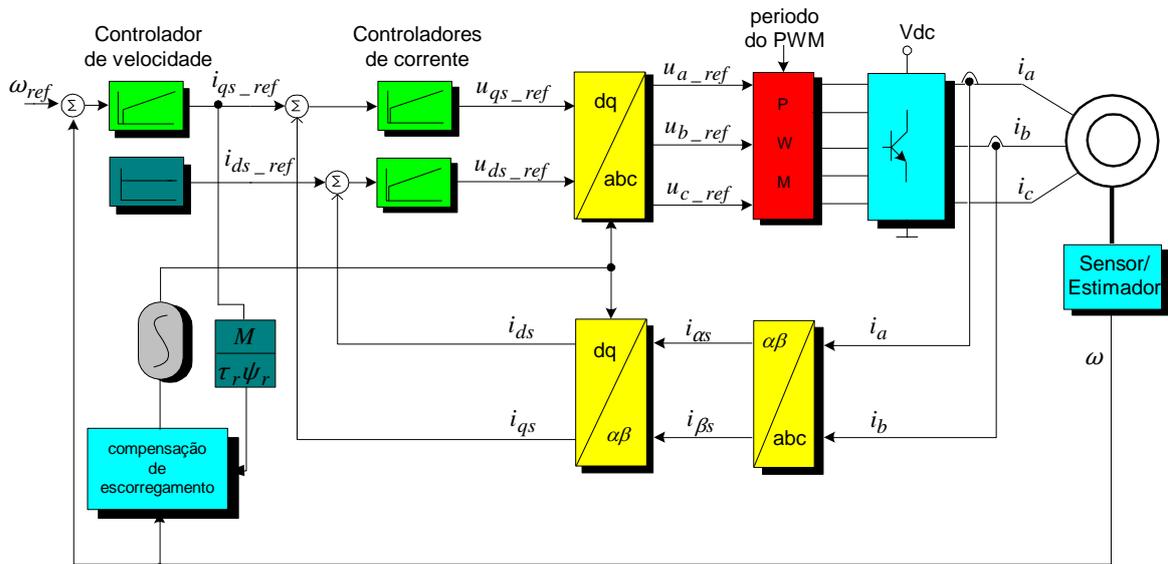


Figura 5.1 – Esquema de controlo por orientação de campo – método indirecto.

Como se pode verificar na Figura 5.1, este controlo é baseado na medida de duas fases da corrente e da posição do motor. O bloco de compensação de escorregamento é utilizado para estimar a posição do campo do estator. A velocidade é calculada como uma diferença de posição do encoder a cada período de amostragem da cadeia de controlo de velocidade. As correntes medidas i_a e i_b são transformadas nas componentes relativas ao referencial do estator i_α e i_β . Seguidamente, são transformadas nas componentes directas e de quadratura no referencial do rotor i_d e i_q . Os controladores de corrente e velocidade são controladores PI discretos. Para se calcularem as tensões de referência $u_{a_ref}, u_{b_ref}, u_{c_ref}$ é usada a transformação inversa de coordenadas a partir das tensões u_{d_ref}, u_{q_ref} .

A determinação da posição do referencial utilizando o método indirecto baseia-se numa das equações do modelo obtido, mais concretamente:

$$\varphi(t) = \int_0^t \left(\omega + \frac{M i_{qs_ref}}{\tau_r \psi_r} \right) d\tau + \varphi(0) \quad (5.7)$$

Pela observação da equação (5.7) constata-se a sensibilidade em relação aos parâmetros que este método envolve. Existe a necessidade de um conhecimento correcto dos parâmetros da máquina, em particular da constante de tempo rotórica (τ_r) e do coeficiente de indução mútua (M) de forma a existir um desacoplamento adequado no sistema. Na prática trata-se de uma tarefa complicada, pois estes parâmetros variam com a temperatura e grau de saturação da máquina. Existindo portanto um certo grau de incerteza nos parâmetros da máquina, logo tem-se uma incerteza na localização exacta do fluxo rotórico.

Capítulo 6

6 Desenvolvimento Experimental e Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais da implementação dos estimadores.

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais relativamente à implementação dos estimadores do fluxo rotórico ($\hat{\psi}_{Dr}, \hat{\psi}_{Qr}$) e da corrente estatórica ($\hat{i}_{Ds}, \hat{i}_{Qs}$), assim como os resultados obtidos para a velocidade rotórica estimada $\hat{\omega}$. De notar que também se apresentam e analisam os resultados do estimador modificado proposto e os consequentes resultados para a velocidade rotórica estimada. Os parâmetros dos estimadores usados durante o conjunto de ensaios experimentais são indicados na Tabela 6.1.

De uma forma resumida, o desempenho experimental dos estimadores propostos foi verificado através de um accionamento electromecânico baseado numa máquina assíncrona. A plataforma desenvolvida para a realização experimental consistiu numa máquina assíncrona de 370 W, um inversor a IGBTs de potência, e um controlador DSP. A carga externa é imposta por um gerador de corrente contínua.

Os algoritmos de controlo de velocidade e de estimação das correntes do estator, fluxo rotórico, e velocidade, foram implementados num DSP da Texas Instruments TMS320F28035 a 30 MHz de ponto-flutuante. Os estimadores foram implementados através da sua discretização em linguagem C++ e com um tempo de amostragem de 1 ms.

Tabela 6.1 - Valores dos parâmetros utilizados nos estimadores

k_{11}	0.0216
k_{22}	0.0216
l_{11}	-0.48537
l_{22}	-0.48537
l_{12}	0.0459
l_{21}	-0.0459
μ	$3,396 \times 10^6$
ε	1,45997
γ	0,0672
q	0.65

6.2 Descrição da Plataforma Experimental

Neste trabalho foi utilizado o kit MCK2812 pro (Technosoft) que inclui:

- 1 Placa **DSP MSK2812**;
- 1 Módulo de potência **ACPM750**;
- 1 **Máquina assíncrona trifásica de rotor em gaiola**;
- 1 Plataforma de *Software* MCWIN2812 que inclui:
 - Programa de monitorização;
 - PROCEV2812 – aplicações para avaliação do processador;
 - Ferramenta de análise gráfica IDE para controlo digital de motores;
 - **DMC28x Developer – Pro** incluindo compilador e debugger;
 - Controladores para o **DSP TMS320F2812**.

Anteriormente, estão realçados em negrito os dispositivos e aplicações utilizados directamente na realização deste trabalho.

Foram ainda utilizados um computador, duas resistências variáveis de até 10 Ω , uma fonte de alimentação DC 5V, um multímetro digital, um autotransformador trifásico, e uma máquina de corrente contínua a funcionar como carga variável (gerador CC) que podem ser vistos na Figura 6.1 (Esquema de ligações no Anexo A1).



Figura 6.1 – Fotografia da plataforma experimental usada nesta dissertação

Seguidamente, apresenta-se uma explicação resumida sobre os componentes principais utilizados (a máquina assíncrona trifásica, o módulo de potência e o DSP) que permite uma melhor compreensão sobre o seu funcionamento e o do sistema de accionamento electromecânico como um todo.

6.2.1 Máquina assíncrona trifásica

A máquina assíncrona trifásica (Figura 6.2) apresenta uma potência nominal de 370 W a 400V AC. A máquina encontra-se equipada com um sensor de velocidade (*encoder* incremental em quadratura) e tem ainda dois sensores de corrente (Sensores de efeito Hall). Os parâmetros da máquina assíncrona estão listados na Tabela 6.2.



Figura 6.2 – Máquina assíncrona trifásica presente na plataforma experimental

Tabela 6.2 - Parâmetros característicos da máquina assíncrona trifásica presente na plataforma experimental.

Potência Nominal (a 50Hz): P [W]	370
Binário Nominal: T [Nm]	1,3
Velocidade Nominal: ω_N [rpm]	2820
Factor de Potência: $\cos(\varphi)$	0,83
Corrente Nominal: I_N [A]	1,7
Corrente de Arranque: I_A [A]	4,56
Rendimento: η [%]	71
Binário de Arranque: T_A [Nm]	3,9
Binário Máximo: T_{Max} [Nm]	4,55

Pares de pólos: p	1
Coeficiente de indução mútuo: M [H]	1,46
Coeficiente de indução estatórico: L_s [H]	1,48
Coeficiente de indução rotórico: L_r [H]	1,48
Resistência estatórica: R_s [Ω]	16,1
Resistência rotórica: R_r [Ω]	24,6
Constante de Inércia: j [kgm ²]	0,00035

6.2.2 Módulo de Potência

Na Figura 6.3 é apresentado o módulo de potência a IGBTs trifásico, ACPM750, usado no accionamento da máquina assíncrona. Este módulo permite uma fácil interligação com a placa MSK2812, que contém o DSP, para implementação de algoritmos de controlo de máquinas assíncronas de até 750W, sendo ligado às fases do motor, ao *encoder* (medição da velocidade do rotor) e a dois sensores *Hall* (medição de duas correntes do estator).



Figura 6.3 – Módulo de potência a IGBT trifásico ACPM750 utilizado na plataforma experimental

Na Figura 6.4 está representado o diagrama de blocos do módulo de potência para uma melhor compreensão do funcionamento do mesmo.

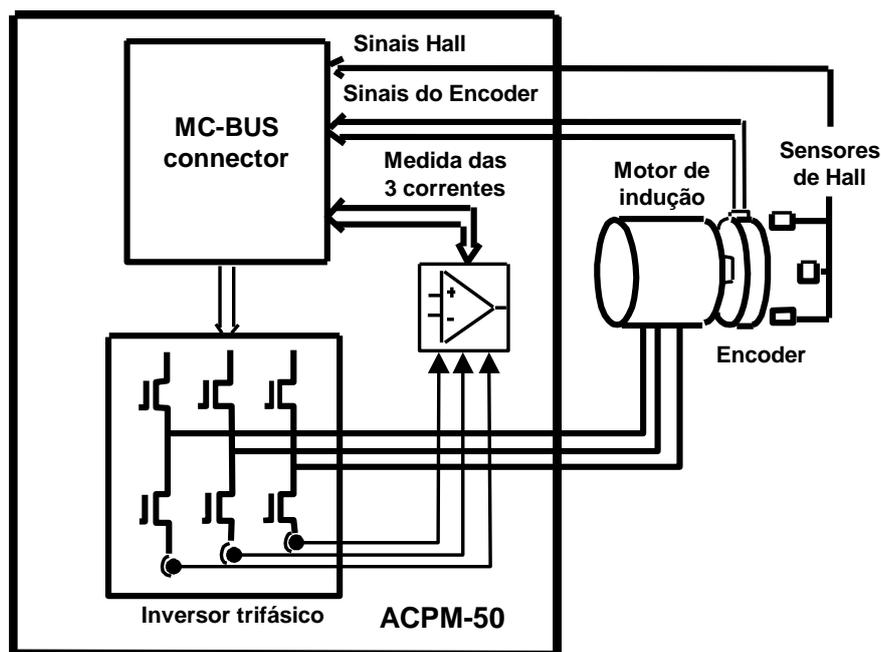


Figura 6.4 – Diagrama de blocos do módulo de potência ACPM750

Apresentam-se de seguida as principais características do módulo de potência ACPM750 e posteriormente resumem-se os pontos principais relativos ao seu funcionamento.

Características principais do módulo de potência:

- A tensão de entrada é de 90 a 220 V_{AC} para uma alimentação monofásica, e de 60 a 120 V_{AC} para uma alimentação trifásica a frequências de 50-60Hz. A alimentação dos circuitos de lógica é feita a 5 V_{DC} ;
- Inclui uma ponte rectificadora e um inversor trifásico a IGBT's com uma frequência de comutação de até 24kHz;
- A potência máxima de saída é de 750W, com possível sobrecarga de 150% até 1 minuto, e a tensão de saída está no intervalo de 0-230V;
- Possui protecções contra curto-circuito, defeito à terra, sobreaquecimento, e sobretensões;
- Tem uma porta de ligação RS-232 para comunicação série, entrada para um potenciómetro e para um taquímetro com factor de ganho ajustável.

Características de funcionamento do módulo de potência:

A potência de entrada é aplicada a um rectificador trifásico, sendo seguidamente entregue ao inversor na forma de tensão contínua (U_{DC}), sendo designada por *DC-bus*. (barramento DC). Os terminais de entrada (R,S,T) podem ser ligados a um sistema trifásico de tensões.

Independentemente do tipo de entrada, a tensão contínua saída do rectificador deve-se situar entre os 80 a 400 V_{DC} e deve ser adaptada aos requisitos da aplicação em causa, mais concretamente motora assíncrona trifásica. Para ser dissipada, a energia gerada durante a travagem do motor é enviada a uma resistência eléctrica externa. O terminal positivo da resistência de travagem é internamente ligado ao terminal positivo do barramento DC, enquanto o terminal negativo é ligado ao IGBT de travagem.

O barramento *do controlo* inclui 6 entradas de comando por modulação de largura de impulsos PWM (*pulse width modulation*) que aceitam 6 sinais de 5V compatíveis com TTL/CMOS, como se mostra na Figura 6.5. Estes 6 sinais são designados por PWM1, PWM2, PWM3, PWM4, PWM5 e PWM6 e é através deles que a unidade de controlo controla cada IGBT do inversor. Como se pode ver ainda na figura 6.5, os sinais PWM1, PWM3 e PWM5 controlam os IGBTs cimeiros e os sinais PWM2, PWM4 e PWM6 controlam os IGBTs de baixo. Por outro lado verifica-se que os sinais PWM1 e PWM2 controlam a fase U, os sinais PWM3 e PWM4 controlam a fase V, e os sinais PWM5 e PWM6 controlam a fase W.

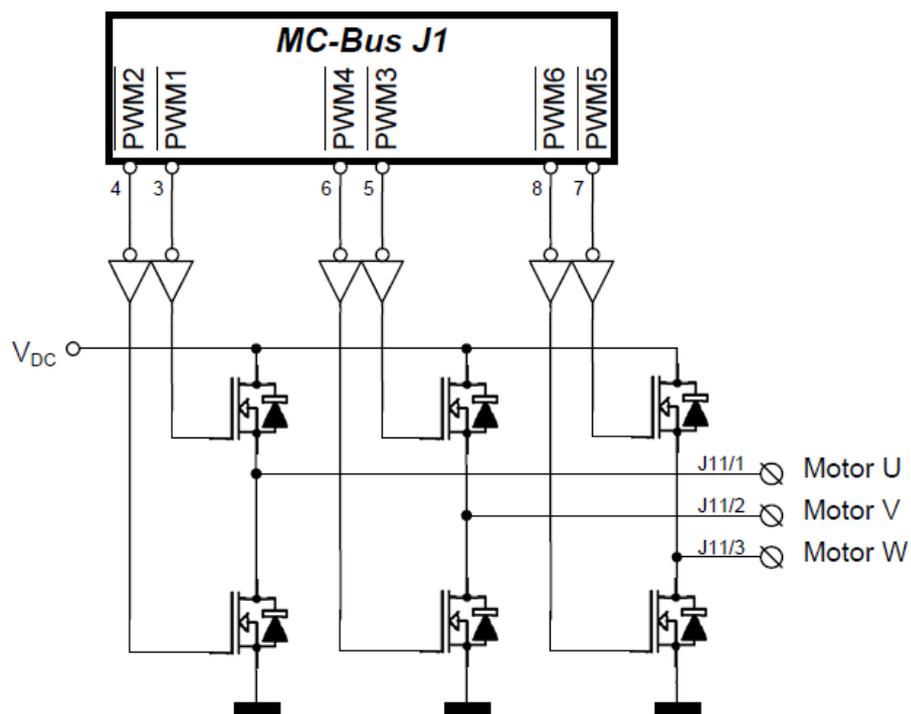


Figura 6.5 – Controlo do inversor trifásico usando entradas de comando PWM

Os sinais do PWM são controlados pela técnica de modulação vectorial de espaços, designada SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*). Com este algoritmo conseguem-se minimizar as harmónicas da corrente e do binário. De seguida é dada uma breve explicação sobre o seu funcionamento.

O objectivo do algoritmo de modulação de largura de impulsos por vectores espaciais, é aproximar a tensão de referência U_{ref} durante um determinado período de amostragem, através de 8 padrões de comutação pré-definidos.

A configuração do inversor trifásico (Figura 6.5) permite que tenha 8 modos de operação. A cada um desses modos é associado um vector espacial de tensão. São então gerados 8 vectores espaciais de tensão dos quais 6 são activos e 2 são vectores de zeros. Os sinais de entrada são as tensões U_α e U_β que geram a tensão de referência U_{ref} .

Na Figura 6.6 estão representados os vectores activos, e a forma como é construído o sinal da tensão de saída, dependendo do quadrante onde se encontra o sinal de referência U_{ref} . dado pelas tensões ortogonais U_α e U_β . Os vectores representados estão desfasados de 60° e as formas de onda apresentadas nos vários sectores representam os sinais de saída da tensão. De notar que na origem se encontram os vectores V_7 e V_8 que são respectivamente (000) e (111) e correspondem a um sinal de saída de tensão nulo.

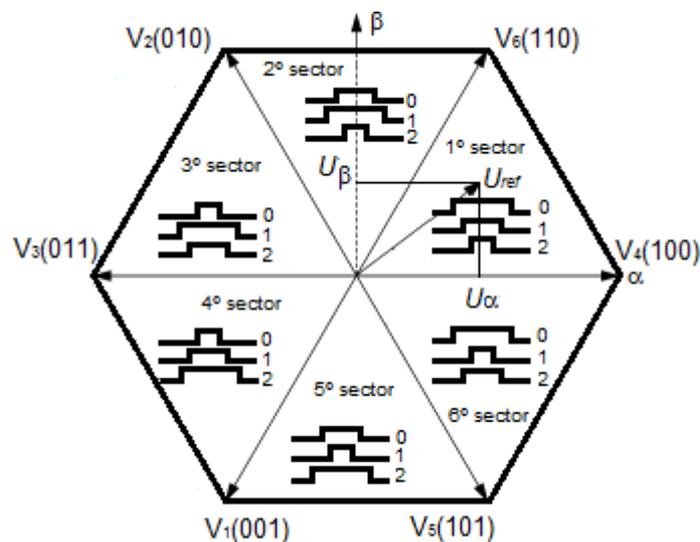


Figura 6.6 – Diagrama do funcionamento da técnica de vectores espaciais aplicada ao PWM

6.2.3 Processador Digital de Sinais (DSP)

Na Figura 6.7 está destacado o DSP utilizado na plataforma experimental. Uma explicação mais detalhada sobre o mesmo é dada de seguida juntamente com um diagrama de blocos representativo.



Figura 6.7 – Destaque da Placa MSK2812 com o DSP TMS320F2812 incorporado.

Na Figura 6.8 é apresentado o diagrama em blocos da placa MSK2812 DSP (*digital signal processor*) que contém o microprocessador TMS320F2812 que opera a 30MHz. Esta placa inclui uma interface para ligação RS-232 utilizada para a comunicação com o computador, sendo esta uma comunicação bidireccional, ou seja, são enviados e recebidos dados. Está equipada com uma memória externa SRAM de 256-K, a qual pode ser usada tanto como memória de dados, como memória programática e uma memória E2ROM série.

A interface MSK2812 DSP permite ainda o acesso directo a todos os sinais de entrada e saída do DSP através de 4 conectores expandidos. Dois deles contêm o barramento de dados, o barramento de endereço, e os sinais de controlo necessários para serem adicionadas novas interfaces. Os outros dois conectores são dedicados para interfaces de módulos de potência. Cada um destes conectores inclui todos os sinais de entrada/saída básicos necessários para o controlo de motores AC e DC. Através destes conectores, a placa DSP MSK2812 pode ser ligada a um ou dois módulos de potência externos, de vários tipos e potências, adaptando-se a aplicações específicas.

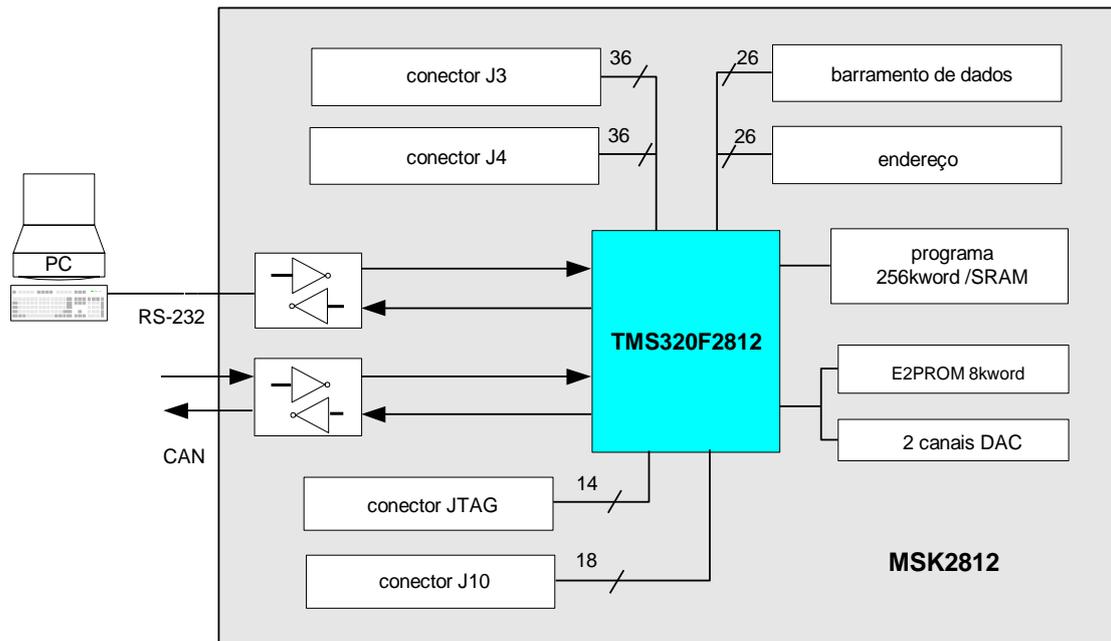


Figura 6.8 – Diagrama de blocos da placa MSK2812 DSP.

6.3 O Controlador por Campo Orientado Indirecto

No capítulo 5 foi explicado o funcionamento do método de controlo vectorial indirecto por orientação de campo. Neste ponto são apresentadas as operações efectuadas a nível de hardware/software, necessárias para a sua execução.

Para a realização do controlo por orientação de campo vectorial (**IMVC**):

- As correntes do motor são medidas com sensores digitais LEM e as medidas são sincronizadas com o Gerador de sinais **PWM**.

- A informação do *encoder* é utilizada para estimar a velocidade rotórica sendo esta dada pela variação da posição do rotor entre dois instantes consecutivos de “*sampling time*” na cadeia de controlo da velocidade.

- São consideradas duas cadeias de controlo: a cadeia de controlo de corrente e a cadeia de controlo de velocidade. O controlo de corrente tem um “*sampling time*” (tempo de amostragem) pré-definido de 100 μ s e o controlo de velocidade de 1ms.

- Em todas as cadeias de controlo implementadas são usados controladores proporcionais integrais (**PI**).

Atendendo às considerações descritas anteriormente, a operação do controlo vectorial indirecto por orientação de campo é feita com base na estrutura funcional de software apresentada na Figura 6.9.

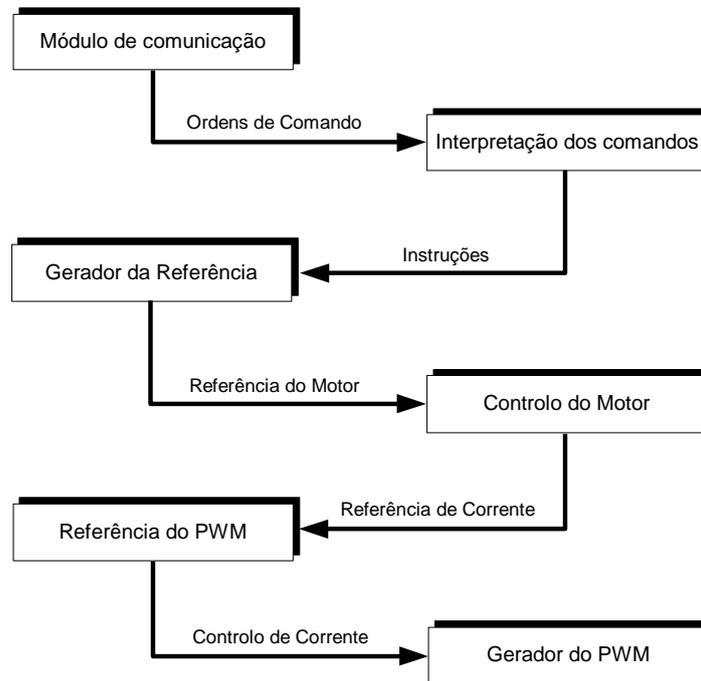


Figura 6.9 – Estrutura modular representativa do funcionamento do software de controlo.

No topo da estrutura funcional de blocos, o módulo de comunicação transmite para o gerador de instruções os comandos gerados a partir de outro computador. O gerador de instruções interpreta os comandos, criando então instruções que posteriormente envia para o gerador de referência. Por sua vez, o gerador de referência impõe o valor do sinal de referência da velocidade do motor que é a entrada do bloco de controlo do motor que contém o controlador de corrente. Este bloco gera a referência da corrente de quadratura I_q , que impõe o binário do motor. O controlo de corrente implementa o controlo vectorial, sendo as suas saídas, os sinais de referência do PWM. Por fim, estes sinais de referência são usados no bloco gerador de PWM descrito no ponto anterior, para controlar o inversor de potência.

6.4 Implementação do Estimador do Fluxo Rotórico por Modo de Deslizamento

Nesta secção são apresentados resultados tanto em regime permanente quanto em regime transitório referentes à estimação a partir do observador das componentes das correntes do

estator (\hat{i}_{D_s} , \hat{i}_{Q_s}), e do fluxo rotórico ($\hat{\psi}_{Dr}$, $\hat{\psi}_{Qr}$). Neste processo, o estimador por modo de deslizamento usa as tensões de referência u_{D_s} e u_{Q_s} , empregues no controlo por orientação de campo indirecto, e usa as correntes i_{D_s} e i_{Q_s} obtidas a partir da transformação abc/DQ feita às correntes medidas do estator i_a e i_b .

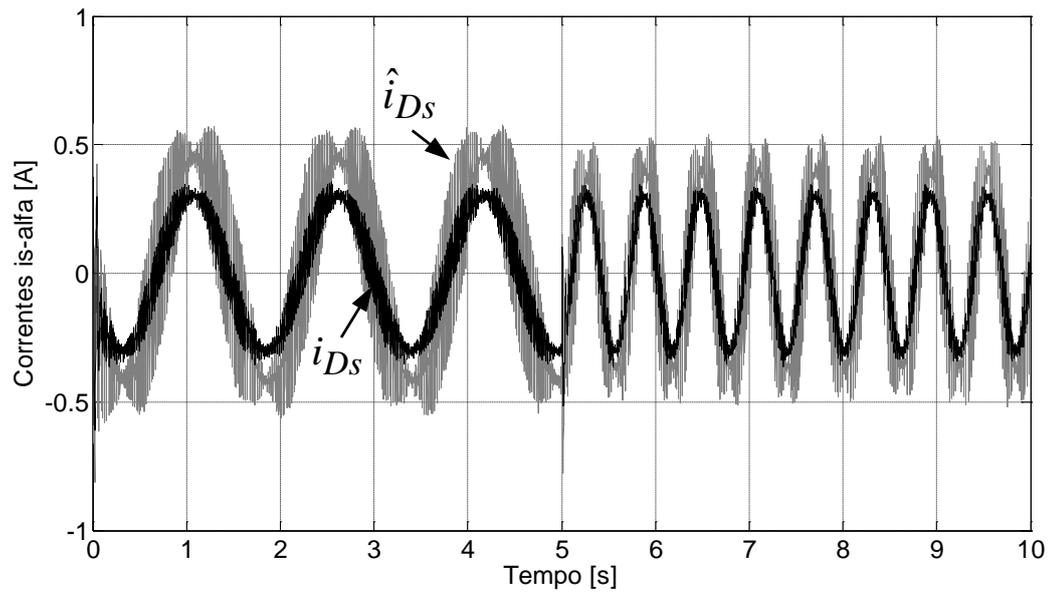
A velocidade estimada do rotor $\hat{\omega}$ é dada em função do sinal da diferença entre a corrente estimada \hat{i}_{D_s} e a corrente real i_{D_s} - ($\hat{i}_{D_s} - i_{D_s}$) - e em função do sinal da diferença entre a corrente \hat{i}_{Q_s} e i_{Q_s} - ($\hat{i}_{Q_s} - i_{Q_s}$). Além disso, verifica-se que a sua dinâmica é proporcional ao valor resultante da multiplicação dos parâmetros μ e γ a serem atribuídos pelo operador.

6.4.1 Resultados Experimentais: correntes estatóricas \hat{i}_{D_s} , e \hat{i}_{Q_s}

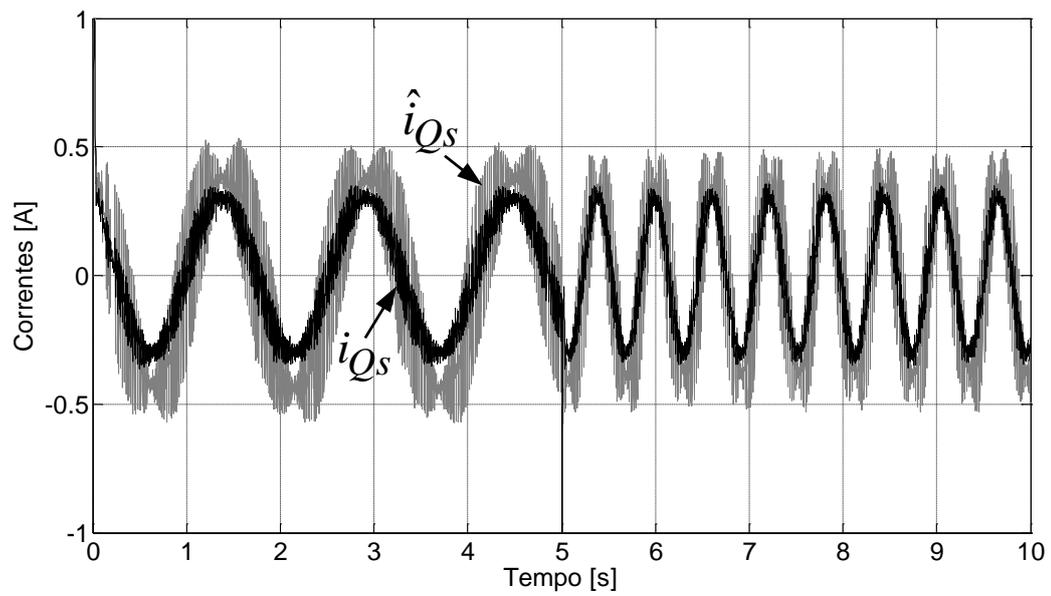
Os resultados experimentais das componentes reais e estimadas da corrente do estator no referencial estacionário DQ para baixas velocidades são apresentados na Figura 6.10. A Figura 6.10(a) mostra a corrente medida i_{D_s} e a corrente \hat{i}_{D_s} calculada pelo estimador implementado. De modo similar, a Figura 6.10(b) mostra a evolução da corrente i_{Q_s} e da corrente estimada \hat{i}_{Q_s} . Os resultados foram obtidos com uma velocidade de referência de 30 rpm mantida constante até aos 5 segundos sendo nesse instante aumentada para 90 rpm e mantida constante até ao fim do ensaio.

A Figura 6.11 mostra a evolução da corrente medida i_{D_s} e a respectiva corrente estimada \hat{i}_{D_s} para uma velocidade média igual a 450 rpm. Por apresentarem evoluções similares, não foram apresentadas as componentes i_{Q_s} e \hat{i}_{Q_s} . Por último, a Figura 6.12 indica para uma velocidade elevada igual a 1500 rpm a componente medida i_{D_s} e aquela estimada \hat{i}_{D_s} .

Os resultados de regime permanente e sem carga apresentados nas Figura 6.10, Figura 6.11 Figura 6.12, mostram o bom desempenho do estimador implementado para baixa, média, e alta velocidade de funcionamento, sendo verificada a correcta estimação das componentes das correntes do estator.



(a)



(b)

Figura 6.10 – Correntes reais e estimadas para baixas velocidades: 30 rpm até 5s e 90 rpm até 10s. (a) i_{D_s} e \hat{i}_{D_s} , (b) i_{Q_s} e \hat{i}_{Q_s} .

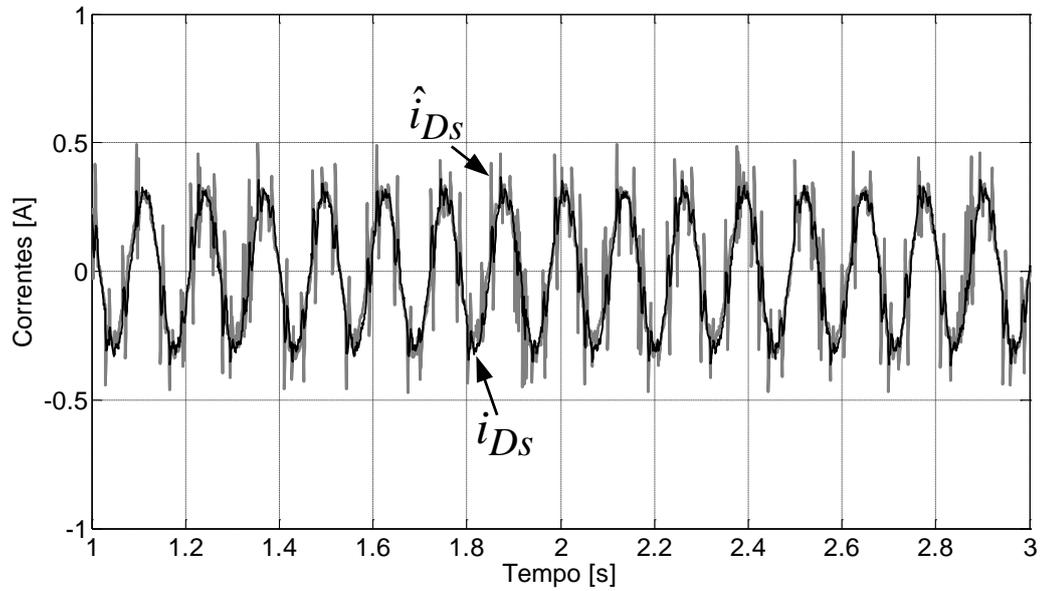


Figura 6.11 – Corrente real i_{Ds} e estimada \hat{i}_{Ds} para uma velocidade média igual a 450 rpm.

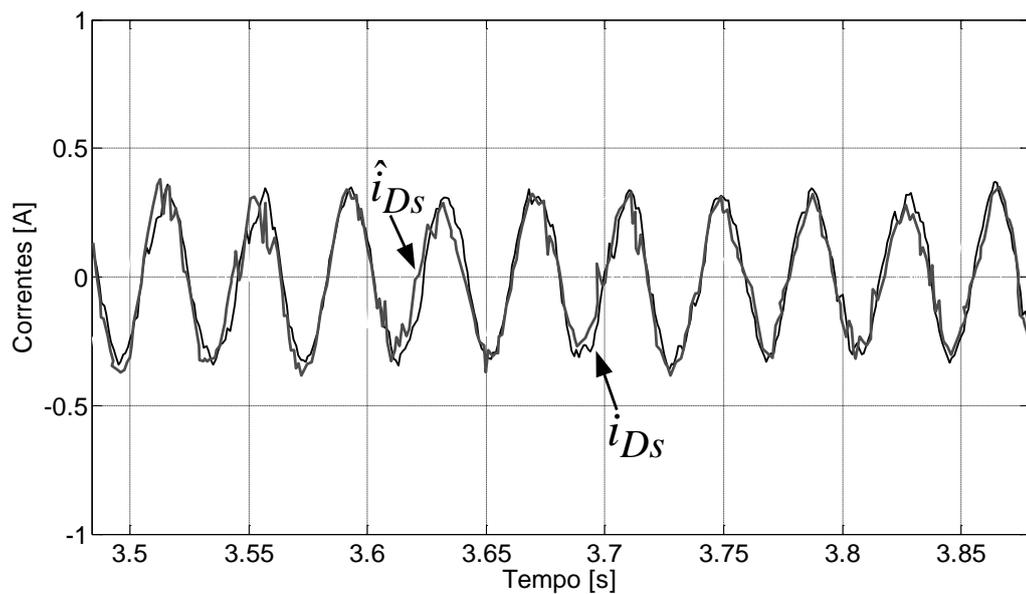


Figura 6.12 – Corrente real i_{Ds} e estimada \hat{i}_{Ds} para uma velocidade igual a 1500 rpm.

6.4.2 Resultados Experimentais: fluxos rotóricos $\hat{\psi}_{Dr}$ e $\hat{\psi}_{Qr}$

Os resultados experimentais referentes à estimação das componentes DQ do fluxo rotórico foram obtidos para uma velocidade do rotor de valor baixo, 30 rpm (Figura 6.13), uma velocidade

de valor médio, 450 rpm (Figura 6.14), e um valor elevado de velocidade, 1500 rpm, (Figura 6.15). Verifica-se em todos os resultados obtidos que as componentes DQ do fluxo rotórico têm amplitudes iguais e estão desfasadas de 90° conforme esperado. Além disso, cada componente apresenta uma frequência relacionada com a velocidade do rotor através da qual foi estimada, verificando-se o aumento da frequência com o aumento da velocidade.

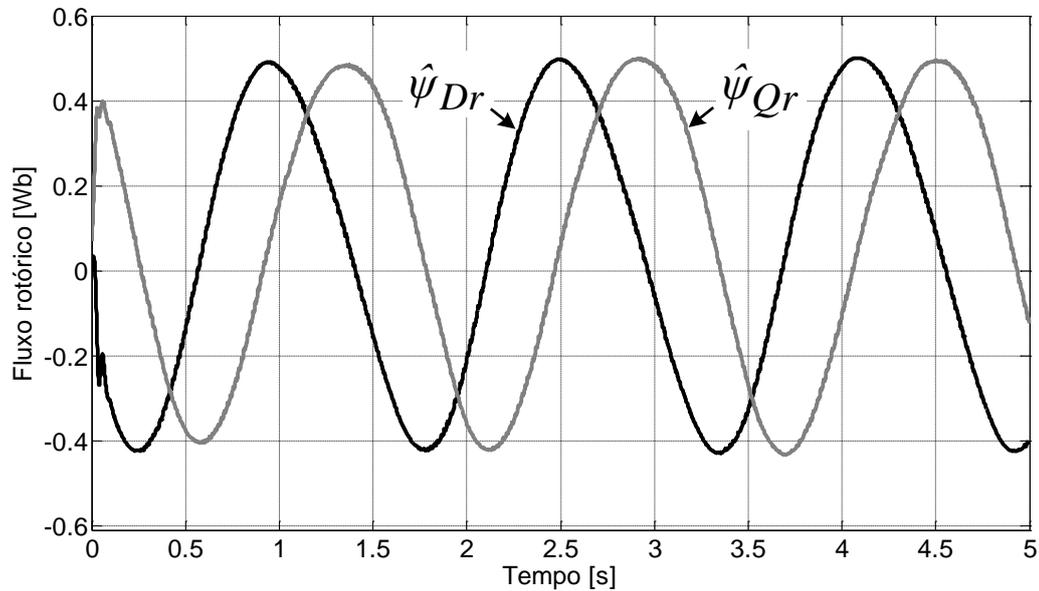


Figura 6.13 – Componentes estimadas $\hat{\psi}_{Dr}$ e $\hat{\psi}_{Qr}$ do fluxo rotórico para baixa velocidade: 30 rpm

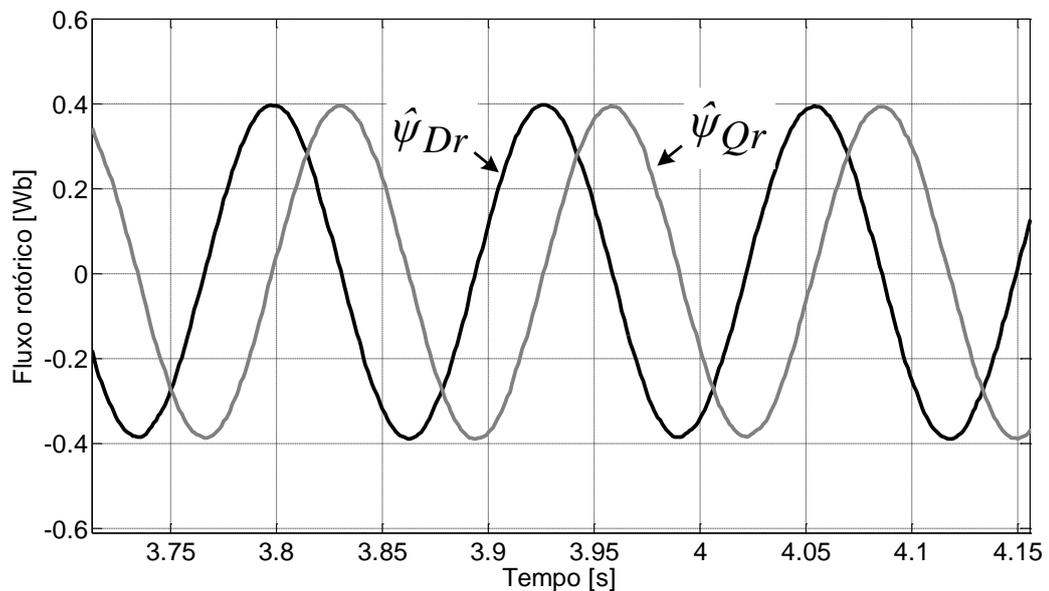


Figura 6.14 – Componentes estimadas $\hat{\psi}_{Dr}$ e $\hat{\psi}_{Qr}$ do fluxo rotórico para uma velocidade média igual a 450 rpm.

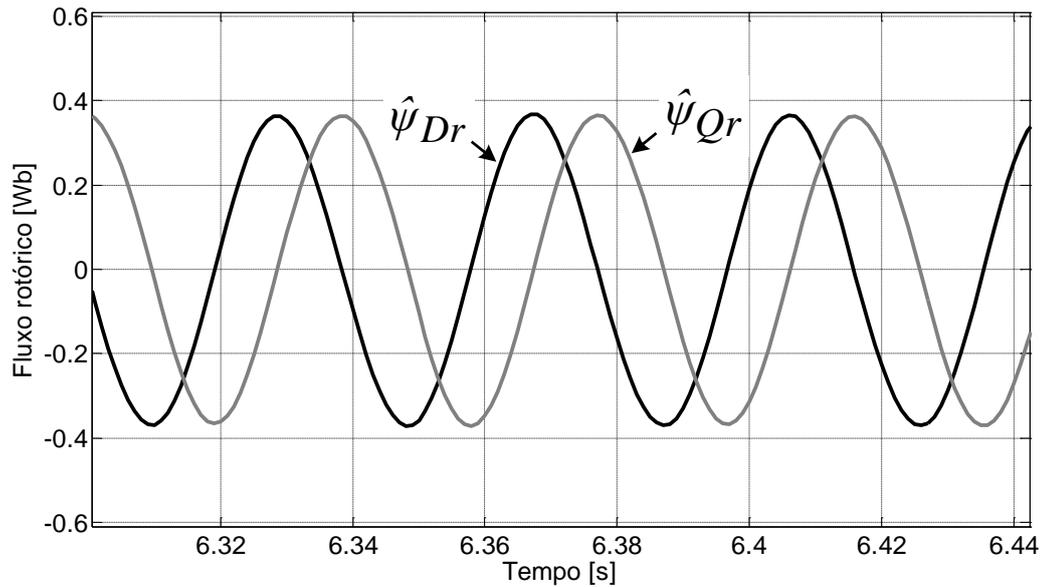


Figura 6.15– Componentes estimadas $\hat{\psi}_{Dr}$ e $\hat{\psi}_{Qr}$ do fluxo rotórico para uma velocidade igual a 1500 rpm.

6.5 Implementação do Estimador da Velocidade Rotórica por Modo de Deslizamento

Para avaliar o desempenho do estimador durante o regime transitório, foi aplicado um conjunto de referências variáveis para a velocidade do motor.

6.5.1 Resultados Experimentais: diferentes regimes de funcionamento

Na Figura 6.16(a) são apresentadas as curvas experimentais da velocidade rotórica medida ω e estimada $\hat{\omega}$. Estas curvas foram obtidas com a aplicação de uma velocidade de referência variável em escalões de valor crescente: 660 rpm, 750 rpm, e 840 rpm. Neste caso verifica-se que a velocidade estimada parte do seu valor zero e converge para a velocidade de 660 rpm em aproximadamente 1,5 segundos. De seguida, a velocidade estimada mantém-se em torno da velocidade medida com um erro praticamente nulo. Após 3,5 segundos, a velocidade aumenta para 750 rpm e aos 7 segundos aumenta para 840 rpm. Em ambas as transições, a velocidade estimada demora aproximadamente 250 ms para convergir ao valor correcto. Verifica-se que o valor da velocidade estimada continua a seguir com uma boa aproximação o valor medido, apesar de aparecerem algumas oscilações inerentes à própria dinâmica do modo de deslizamento.

Seguidamente é mostrado um teste similar ao anterior mas agora para uma diminuição regular da velocidade do motor de 660 rpm para 540 rpm e para 450 rpm. A curva da velocidade medida e a evolução obtida para a velocidade estimada são mostradas na Figura 6.16(b). Os tempos de convergência que a velocidade estimada apresenta entre os diferentes escalões de velocidade são aproximadamente os mesmos obtidos nos resultados anteriores da Figura 6.16(a). No entanto, quando se trata de uma diminuição de velocidade, o estimador apresenta um comportamento mais oscilatório - apesar de amortecido - relativamente ao apresentado na Figura 6.16(a).

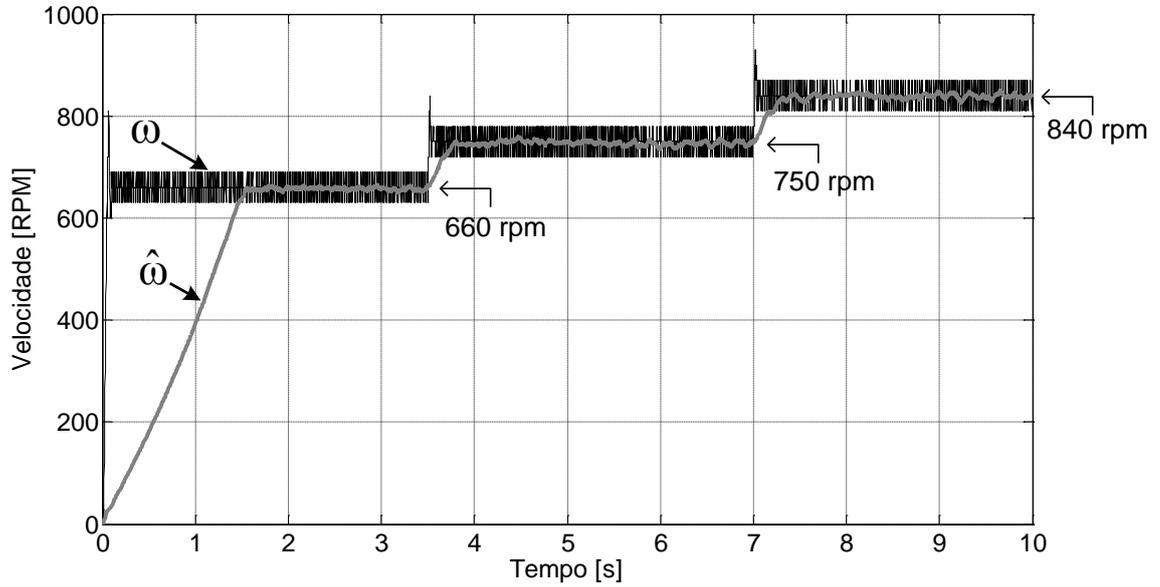
Nas Figura 6.17(a) e Figura 6.17(b) são apresentados os resultados dos testes de desempenho do estimador para baixas e altas velocidades, respectivamente. No teste de baixas velocidades na Figura 6.17(a), o motor é acelerado inicialmente de 0 a 30 rpm, e posteriormente até 90 rpm. Para 30 rpm, a velocidade estimada, apesar de apresentar um comportamento oscilatório (no entanto ainda dentro da margem de precisão da velocidade medida), apresenta um valor médio em torno de 30 rpm. Para 90 rpm, o erro de regime verificado pela velocidade estimada foi de aproximadamente 8 rpm, o qual pode ser considerado aceitável em relação à velocidade medida.

O desempenho do estimador para uma velocidade elevada é mostrado na Figura 6.17(b). Neste ensaio o motor é acelerado de 0 a 1500rpm nos instantes iniciais. Nesta figura pode ser observada a evolução da velocidade estimada em convergência para a velocidade medida num intervalo de tempo de aproximadamente 4 segundos. Em regime permanente, verifica-se que o erro entre a velocidade medida e a velocidade estimada é pouco significativo esta última não apresenta oscilações significativas.

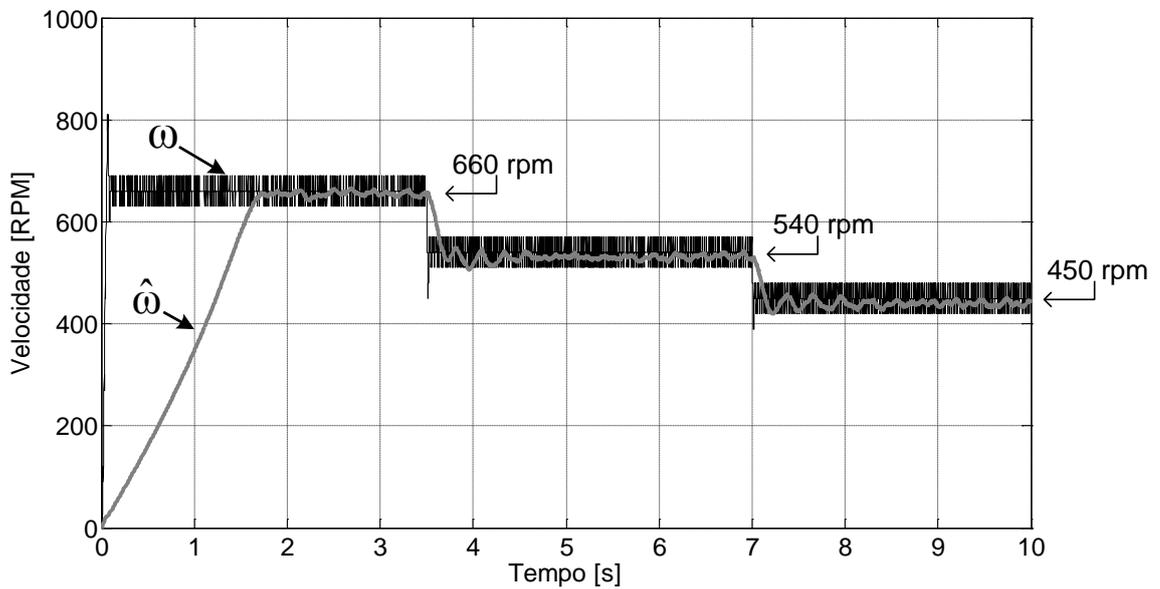
A seguir foi realizado um ensaio de aceleração e travagem do motor. Neste ensaio, o motor é acelerado de 0 a 750 rpm e após 5 segundos na condição de regime permanente é efectuada a travagem até 0 rpm. A resposta obtida para a velocidade estimada é mostrada na Figura 6.18. Como pode ser observado nesta figura, o valor da velocidade estimada após o tempo de convergência segue com uma boa aproximação o valor medido de 750 rpm. Após aproximadamente 3,5 segundos em que a velocidade estimada segue a velocidade medida, dá-se um comando de travagem ao motor. Como pode ser observado na Figura 6.18, o estimador passa imediatamente a convergir na direcção correcta da velocidade nula e atinge este valor após cerca de 4 segundos, a partir do qual mantém o valor da sua velocidade estimada.

Nas Figura 6.19(a), Figura 6.19(b) e Figura 6.19(c) são apresentados os resultados dos ensaios de inversão de velocidade de +450 rpm para -450 rpm. Verifica-se na Figura 6.19(a) que em ambos os escalões, após o intervalo de tempo necessário à convergência da velocidade estimada, a resposta em regime permanente apresenta algumas oscilações em torno do valor de regime da velocidade medida causadas pelos batimentos inerentes à técnica de modo de deslizamento. As curvas da Figura 6.19(b) mostram as componentes da corrente do estator medida i_{Ds} e estimada \hat{i}_{Ds} . Durante os dois transitórios existe uma significativa diferença entre as correntes medida e estimada. No entanto, quando o motor entra em regime permanente, as duas correntes revelam um erro muito pequeno entre elas. Na Figura 6.19(c) apresenta-se a evolução

de uma das componentes estimadas do fluxo rotórico, $\hat{\psi}_{Dr}$. Nota-se que durante a inversão de velocidade, o fluxo estimado inverte a sua fase, aumentando em seguida e de forma gradual a sua magnitude até atingir o regime permanente.

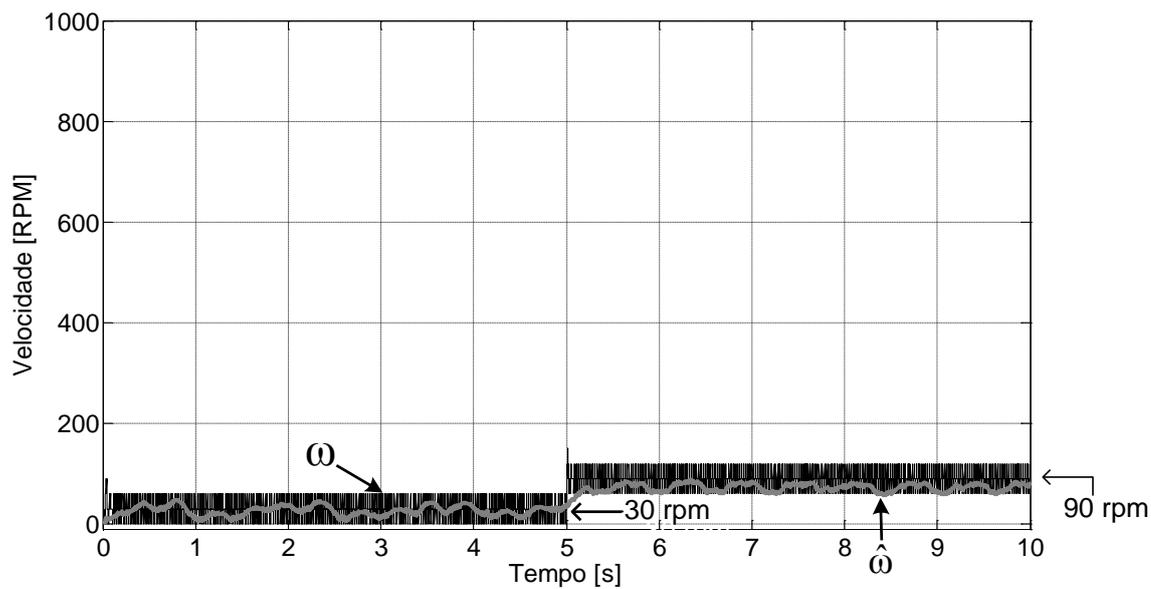


(a)

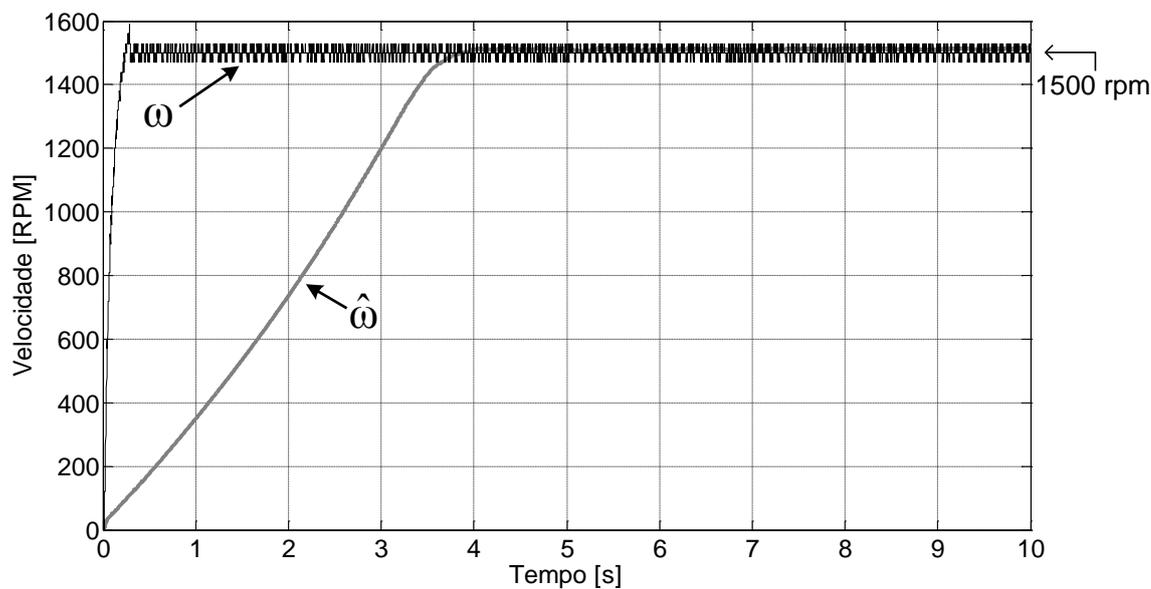


(b)

Figura 6.16– Velocidade medida ω e velocidade estimada $\hat{\omega}$ para (a) escalões crescentes de velocidade – 660 rpm/750 rpm/840 rpm e (b) escalões decrescentes de velocidade – 660 rpm/540 rpm/450 rpm



(a)



(b)

Figura 6.17 – Velocidade medida ω e velocidade estimada $\hat{\omega}$ para uma condição de (a) baixas velocidades, 30 rpm e 90 rpm, e para uma condição de (b) alta velocidade, 1500 rpm.

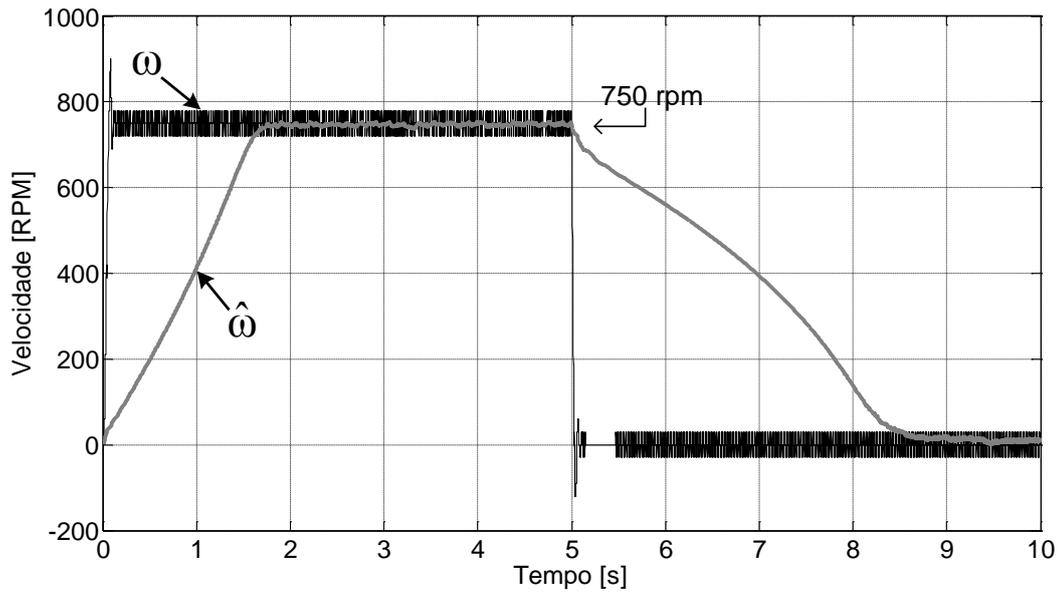
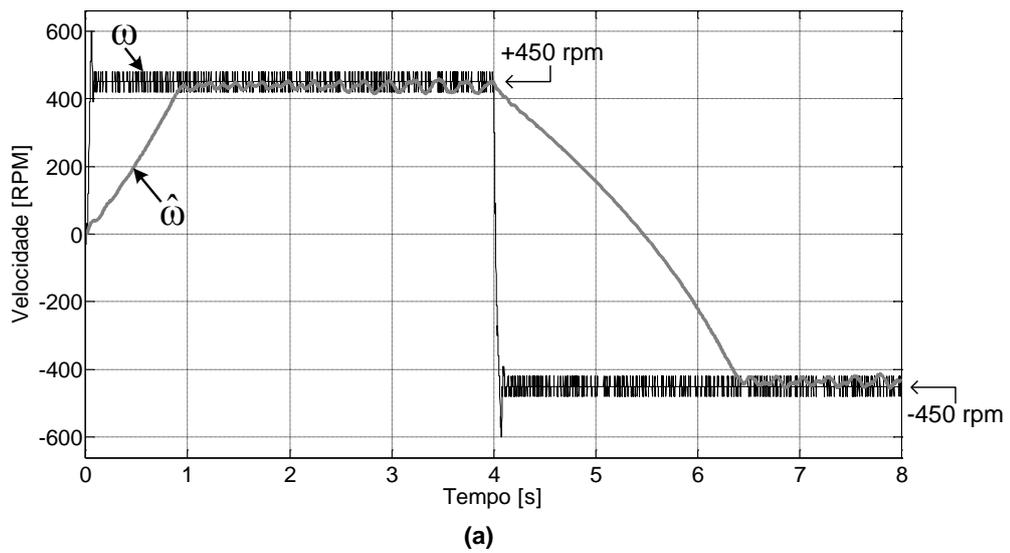


Figura 6.18– Velocidade medida ω e velocidade estimada $\hat{\omega}$ para uma condição de aceleração e desaceleração do motor: 0 a 750 rpm a 0 rpm novamente



(a)

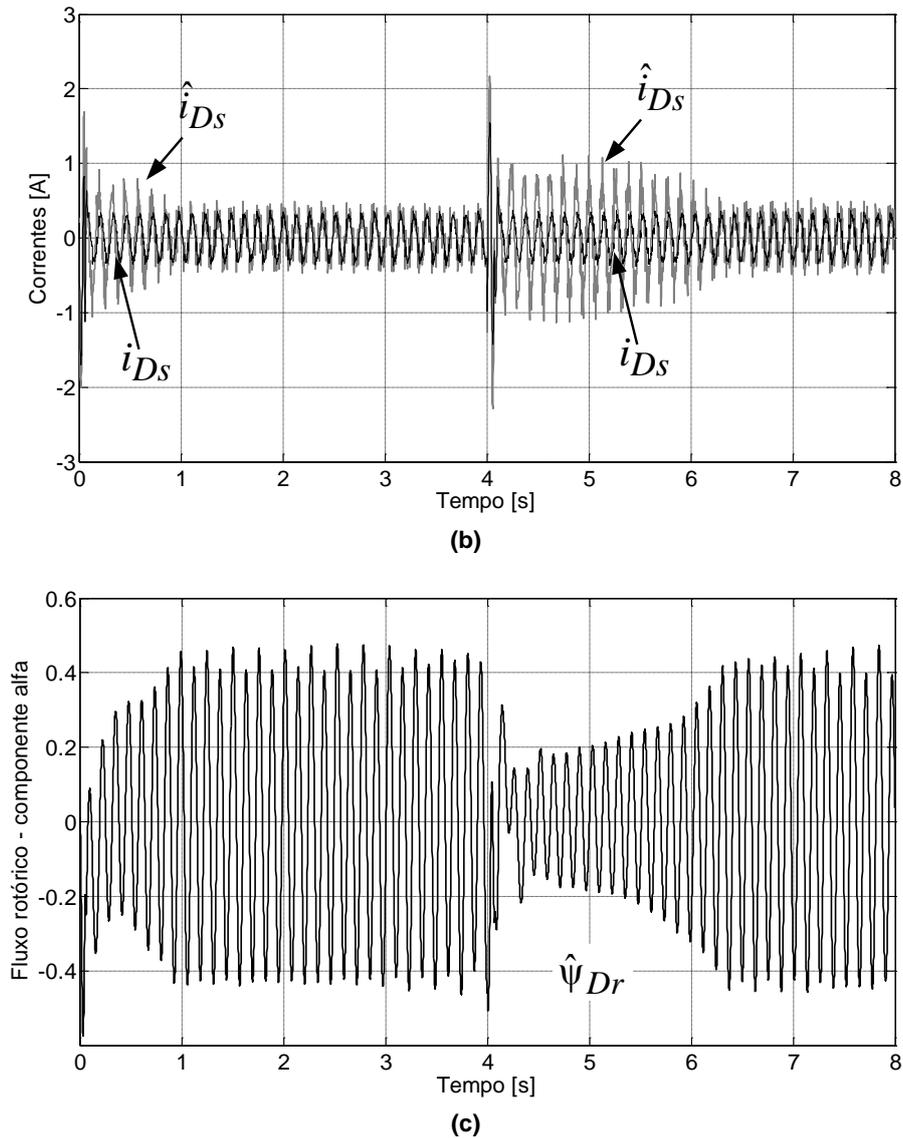


Figura 6.19 – Inversão de velocidade de +450 rpm para -450 rpm. (a) Velocidade medida ω e estimada $\hat{\omega}$. (b) Corrente do estator medida i_{Ds} e estimada \hat{i}_{Ds} . (c) Fluxo rotórico estimado $\hat{\psi}_{Dr}$.

6.5.2 Resultados Experimentais: sensibilidade do estimador a variações paramétricas do motor

Para avaliar o desempenho do estimador quando ocorrem variações nos principais parâmetros do motor, realizaram-se três ensaios relativos a alterações nos valores da resistência rotórica R_r , coeficiente de indução rotórico L_r , e na resistência do estator R_s .

Relativamente à resistência rotórica, a alteração contemplada foi apenas de aumento do seu valor causado por um possível aumento da sua temperatura. Na Figura 6.20 são apresentadas as curvas experimentais da velocidade estimada aquando da alteração da

resistência rotórica. Os resultados mostram que à medida que a resistência rotórica aumenta, a convergência do estimador para a velocidade medida torna-se mais lenta. Além disso, em regime permanente, o estimador apresenta um comportamento cada vez mais oscilatório para um aumento da resistência rotórica.

Para o estudo do comportamento do estimador em relação ao coeficiente de indução rotórico, considerou-se apenas uma diminuição do seu valor pois esta está associada à entrada do motor numa zona de funcionamento com saturação magnética. Assim, foram estabelecidos dois decréscimos deste parâmetro: -10% e -25% do seu valor inicial. As curvas da velocidade estimada na Figura 6.21 mostram, não só, uma diminuição considerável no tempo de convergência do estimador para decréscimos cada vez maiores do coeficiente de indução rotórico, mas também um comportamento excessivamente oscilatório em torno da velocidade medida.

De seguida e por último, analisou-se o estimador quando ocorria um aumento do valor da resistência do estator R_s . Foram considerados dois aumentos: um de +10% e outro de +20%. A Figura 6.22 mostra os resultados obtidos. No geral pode-se afirmar que o estimador é pouco sensível a variações deste parâmetro do motor tanto no seu tempo de convergência, como no seu comportamento em regime permanente.

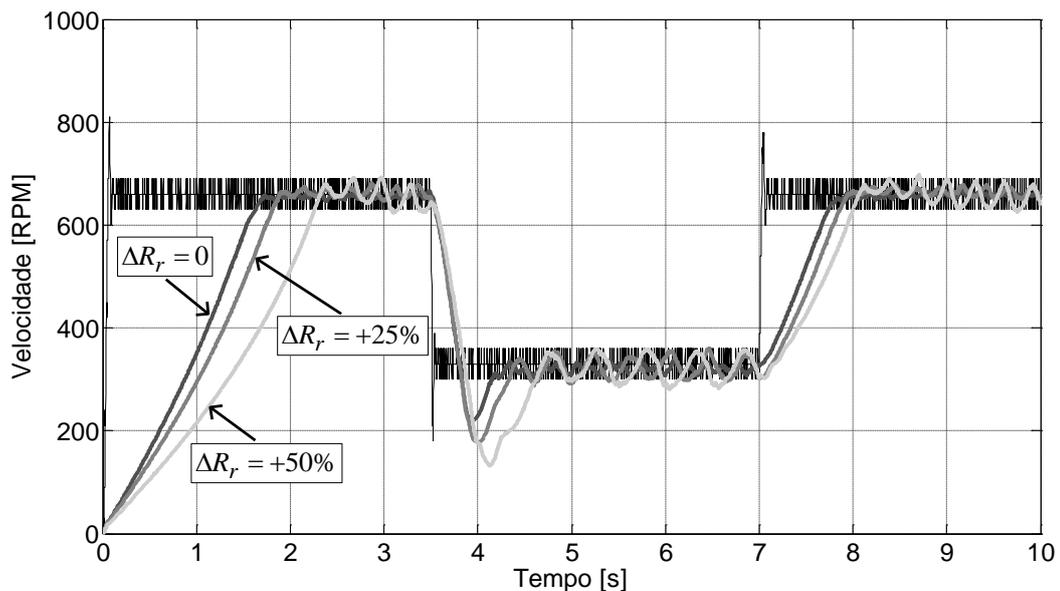


Figura 6.20 – Alteração da resistência rotórica R_r . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada $\hat{\omega}$ (cor com diferentes níveis de cinzento) para os seguintes aumentos no valor da resistência rotórica no motor: $\Delta R_r = 0$, $\Delta R_r = +25\%$, e $\Delta R_r = +50\%$.

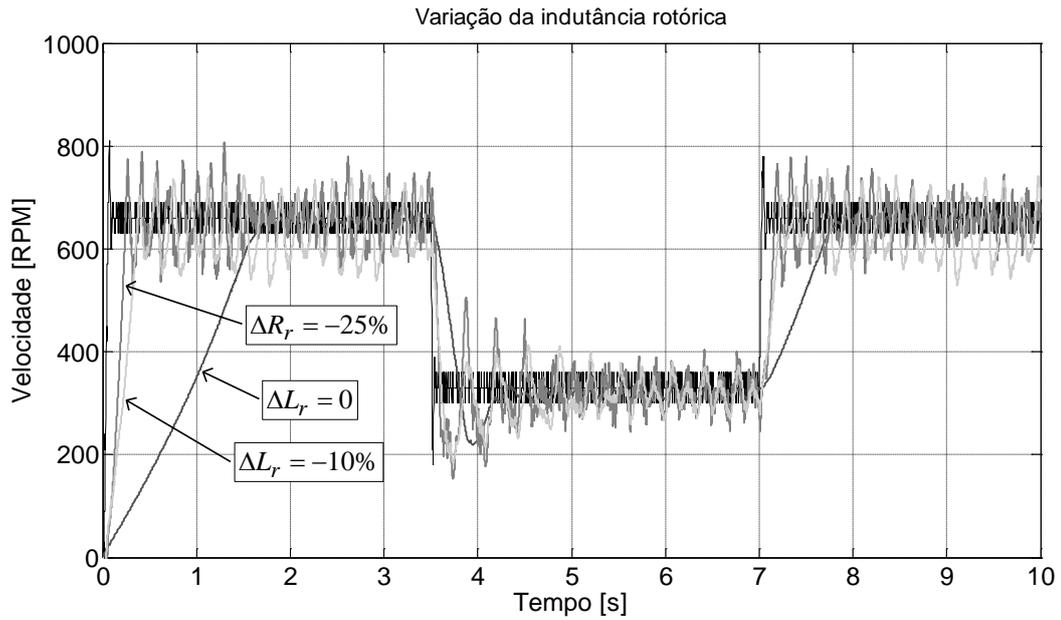


Figura 6.21 – Alteração do coeficiente de indução rotórico L_r . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada $\hat{\omega}$ (cor com diferentes níveis de cinzento) para os seguintes decréscimos do valor do coeficiente de indução rotórico: $\Delta L_r = 0$, $\Delta L_r = -10\%$, e $\Delta L_r = -25\%$.

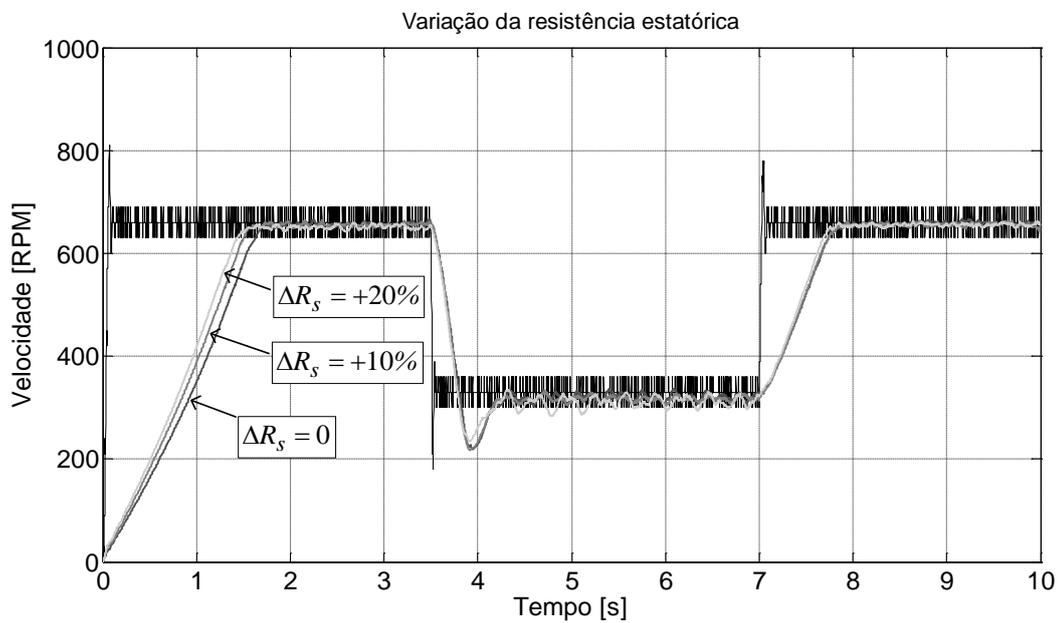


Figura 6.22 – Alteração da resistência do estator R_s . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada $\hat{\omega}$ (cor com diferentes níveis de cinzento) para os seguintes aumentos do valor da resistência do estator: $\Delta R_s = 0$, $\Delta R_s = +10\%$, e $\Delta R_s = +20\%$.

6.5.3 Resultados Experimentais: influência dos parâmetros do estimador na sua dinâmica

O conjunto de parâmetros do estimador por modo de deslizamento, cujos valores devem ser atribuídos pelo utilizador, é apresentado na Tabela 6.1. Uma vez que a maioria dos parâmetros são atribuídos por tentativa-e-erro, é importante verificar a sensibilidade do estimador a cada parâmetro de forma a verificar quais são os mais significativos e definir quais deverão ser os primeiros a terem um valor atribuído.

Na Figura 6.23 apresentam-se os resultados para o parâmetro μ . Note-se que este parâmetro influencia directamente a evolução da velocidade estimada $\hat{\omega}$, como se pode constatar pela equação (4.69). Os resultados mostram que este parâmetro influencia o tempo de convergência da velocidade estimada para a velocidade medida. Tendo como referência o resultado obtido com $\Delta\mu = 0$, verifica-se que quando o parâmetro μ tem o seu valor aumentado em 50% ($\Delta\mu = +50\%$), a evolução da velocidade estimada para a velocidade medida torna-se mais rápida. Por outro lado, observa-se que em regime permanente, a velocidade estimada passou a apresentar oscilações significativas em torno do valor da velocidade medida. Na condição inversa, onde o parâmetro μ teve o seu valor reduzido em 50% ($\Delta\mu = -50\%$), o tempo de convergência tornou-se maior. No entanto, a velocidade estimada passou a apresentar um regime permanente sem oscilações significativas no seu valor.

A Figura 6.24 apresenta a variação do parâmetro γ também usado directamente na obtenção da velocidade estimada. Os resultados são similares àqueles apresentados pelo parâmetro μ , mostrando também a grande sensibilidade do estimador ao parâmetro γ .

Os últimos parâmetros testados foram os valores de k_{11} e k_{22} incluídos na matriz diagonal \mathbf{K} presente nas equações do estimador das correntes do estator e do fluxo rotórico (equação 4.21). A Figura 6.25 mostra os resultados da velocidade quando os parâmetros k_{11} e k_{22} são alterados. Para uma variação igual a -50% ($\Delta k_{11} = \Delta k_{22} = -50\%$), o estimador torna-se mais lento na sua convergência para a velocidade medida, apresentando um comportamento muito pouco oscilatório no seu regime permanente após alcançar o valor da velocidade medida. Para uma variação contrária de +50%, $\Delta k_{11} = \Delta k_{22} = +50\%$, o estimador apresenta mais rápida a sua dinâmica, tendo entretanto um comportamento oscilatório significativo após alcançar o valor da velocidade medida.

Relativamente aos parâmetros da matriz \mathbf{L} , presente nas equações de estimação do fluxo rotórico, e ao parâmetro q , os testes efectuados com variações tanto positivas quanto negativas destes parâmetros levaram à conclusão de que uma variação dos mesmos não afecta significativamente a dinâmica do estimador. Por esta razão não foram incluídos no texto os testes efectuados sobre estes parâmetros.

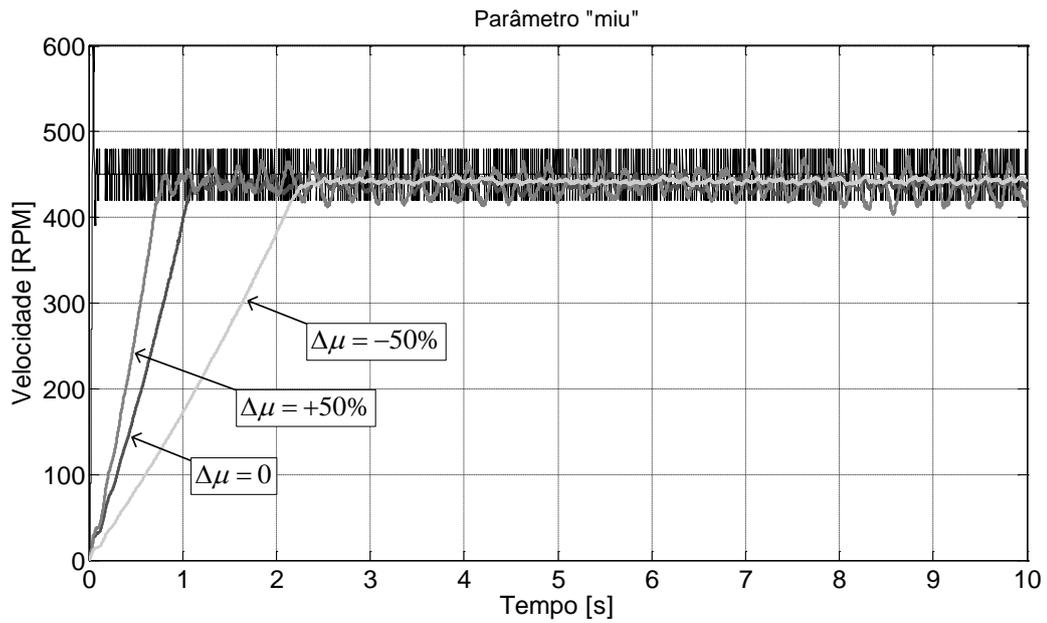


Figura 6.23 – Parâmetro μ . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada $\hat{\omega}$ (cor com diferentes níveis de cinzento) para as seguintes variações no valor de μ : $\Delta\mu = 0$, $\Delta\mu = +50\%$, e $\Delta\mu = -50\%$.

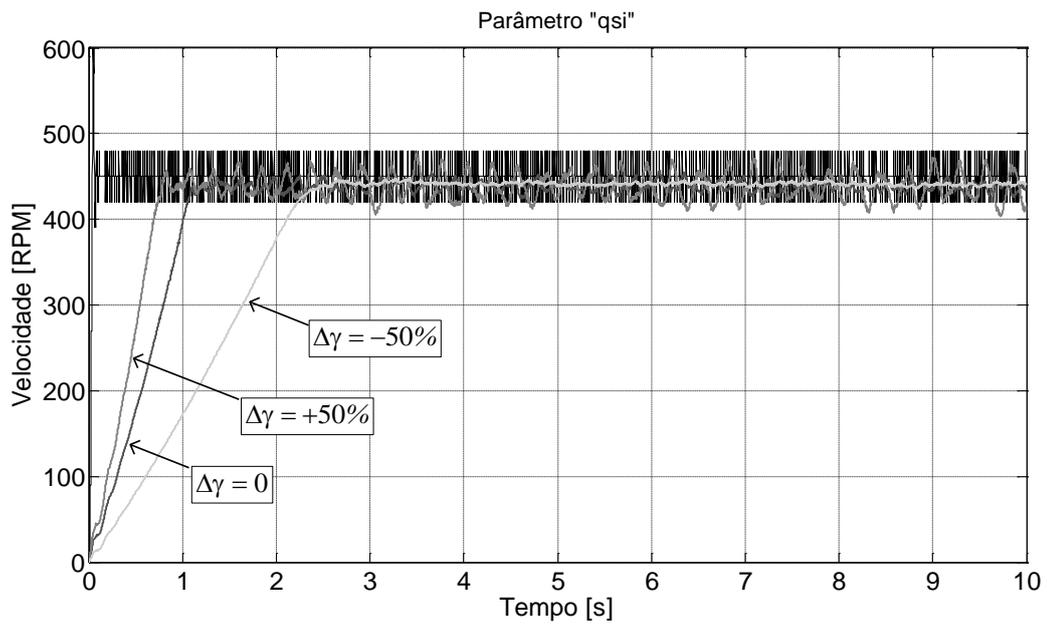


Figura 6.24– Parâmetro γ . Velocidade medida ω (cor preta) e estimada $\hat{\omega}$ (cor com diferentes níveis de cinzento) para as seguintes variações no valor de γ : $\Delta\gamma = 0$, $\Delta\gamma = +50\%$, e $\Delta\gamma = -50\%$.

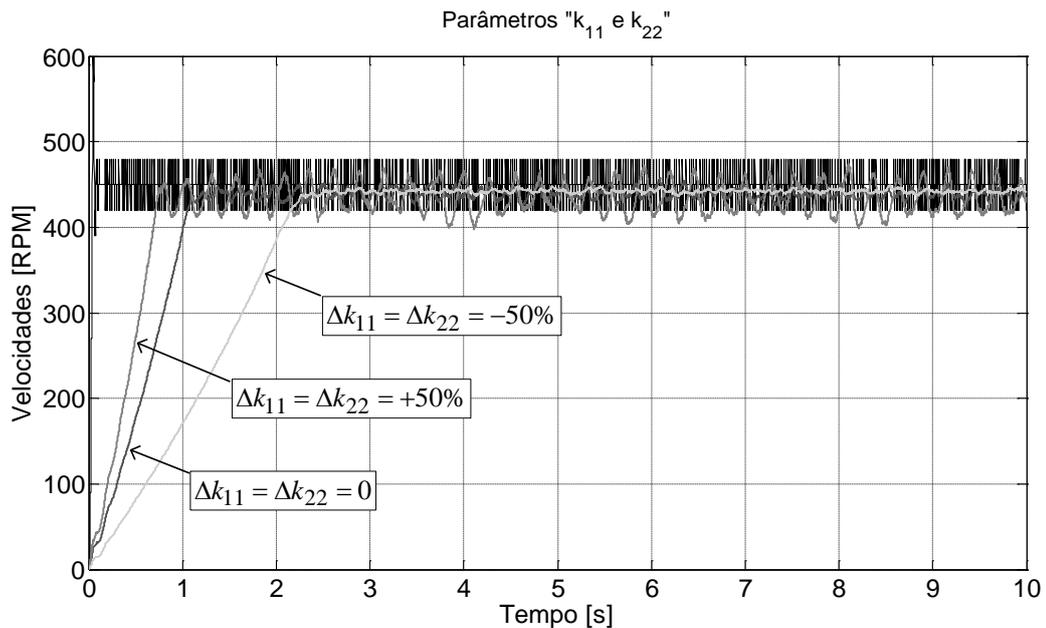
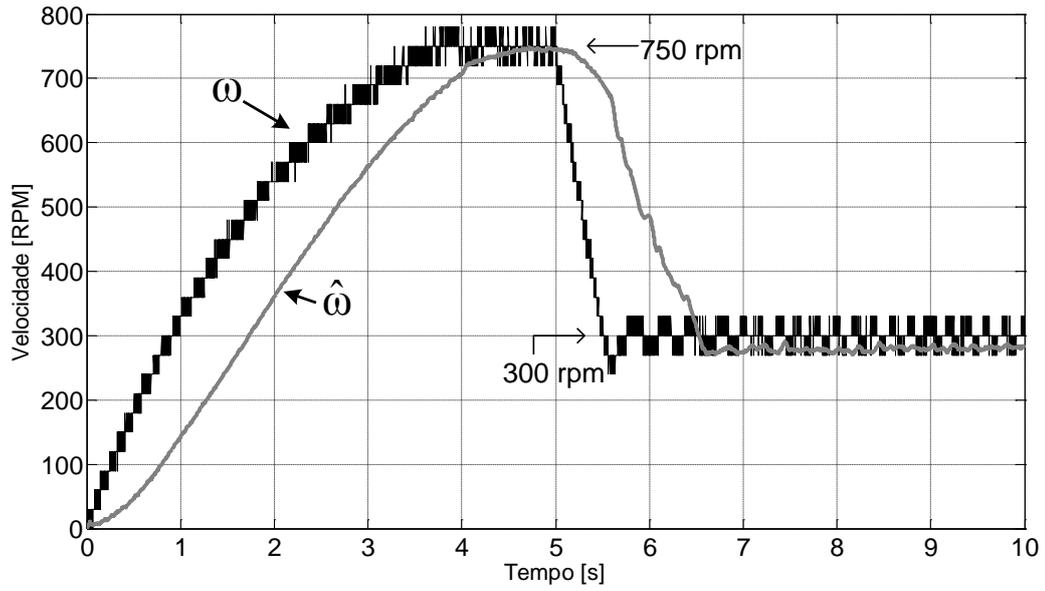


Figura 6.25 – Parâmetros k_{11} e k_{22} da matriz K. Velocidade medida ω (cor preta) e estimada $\hat{\omega}$ (cor com diferentes níveis de cinzento) para as seguintes variações nos valores de k_{11} e k_{22} : $\Delta k_{11} = \Delta k_{22} = 0$, $\Delta k_{11} = \Delta k_{22} = +50\%$, e $\Delta k_{11} = \Delta k_{22} = -50\%$.

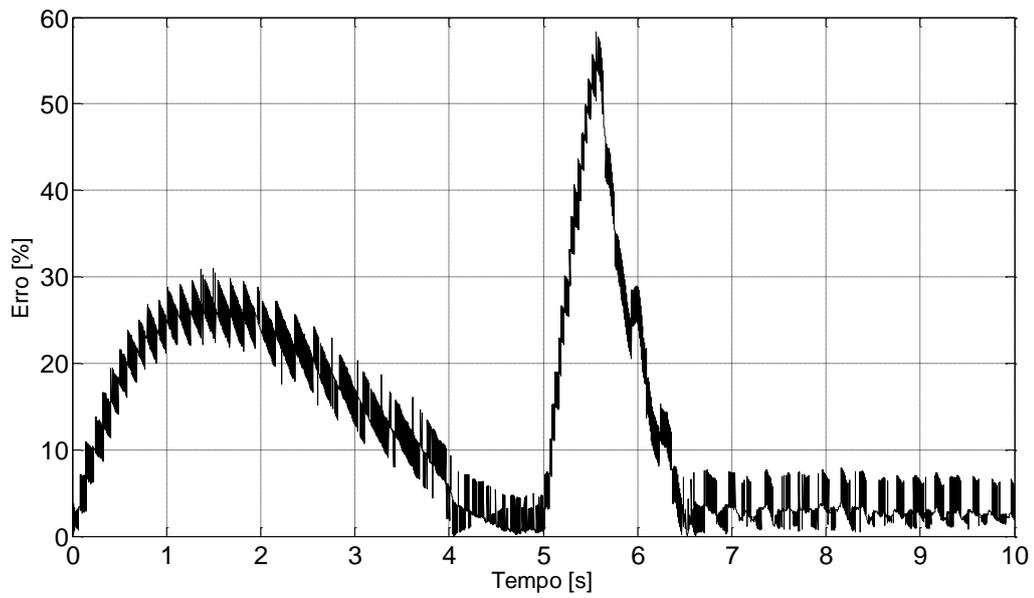
6.5.4 Resultados Experimentais: ensaios com carga

Para este conjunto de resultados experimentais, acoplou-se à máquina assíncrona uma máquina de corrente contínua que funcionou como carga. O valor da carga usada situou-se na carga nominal de 1.7 Nm. A Figura 6.26(a) mostra um ensaio em que se aplica inicialmente um escalão para a velocidade de referência de +750 rpm, e aos 5 segundos a velocidade de referência decresce para os + 300 rpm. O estimador de velocidade, com a sua própria dinâmica, apresenta em regime permanente um erro médio de +3%, como se pode inferir Figura 6.26(b). Durante o regime transitório, a evolução do sinal de velocidade medida é relativamente rápido, o que faz com que haja um erro significativo entre a velocidade medida e a velocidade estimada pois esta apresenta uma dinâmica mais lenta.

A Figura 6.27(a) apresenta um segundo ensaio ao qual se estabeleceu inicialmente um escalão para a velocidade de referência de +550 rpm, e em seguida um segundo escalão de modo a aumentar a velocidade para +750 rpm. A evolução da velocidade estimada converge para cada valor de referência com um erro médio de 4%, como se verifica na Figura 6.27(b).

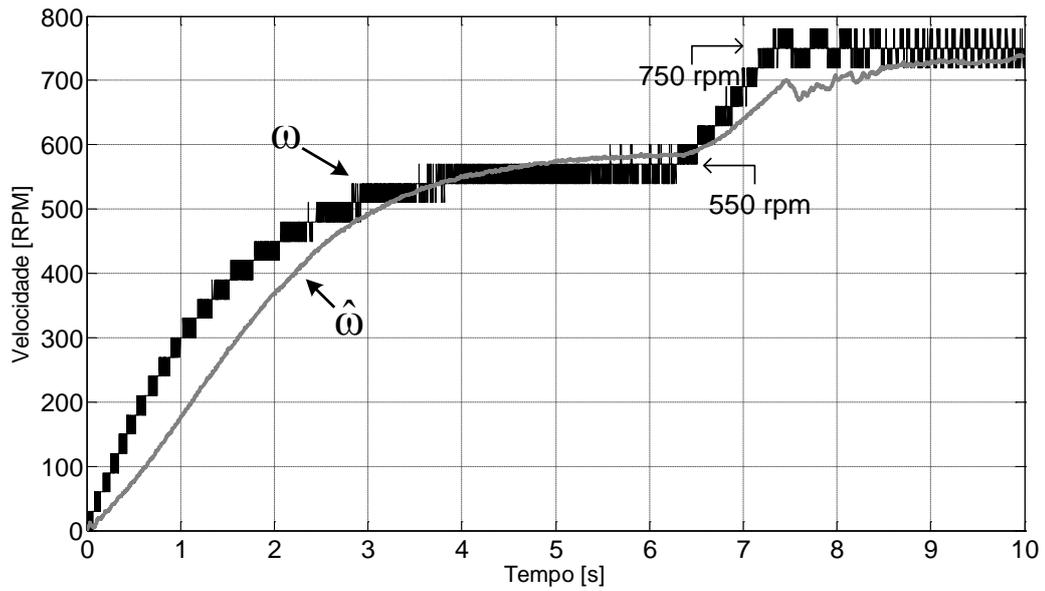


(a)

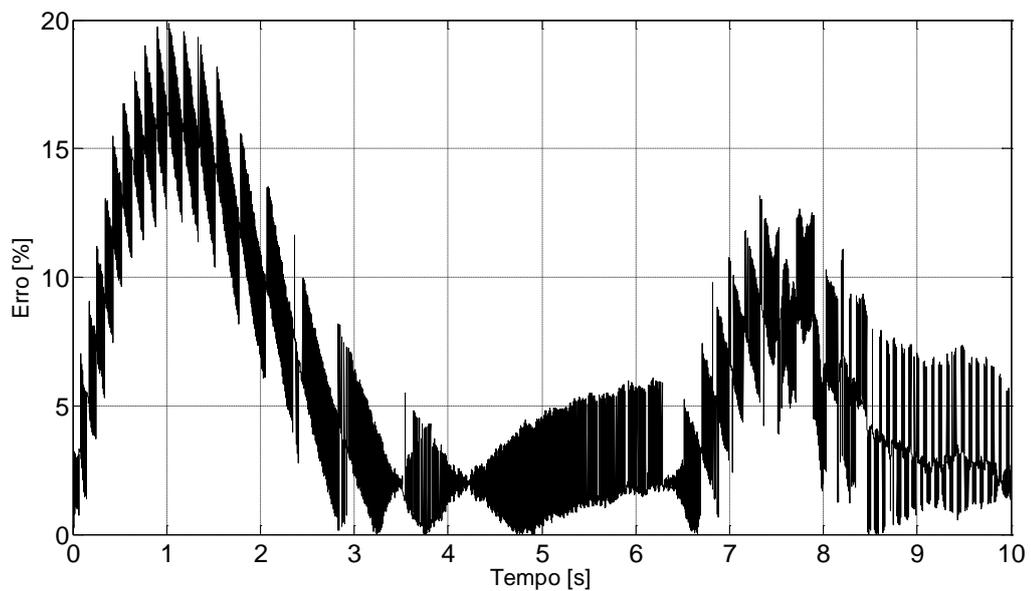


(b)

Figura 6.26 – (a) Velocidade medida ω e velocidade estimada $\hat{\omega}$ para um ensaio com carga. Escalão de velocidade para 750 rpm e aos 5 segundos reduz-se a velocidade de referência para 300 rpm (b) Sinal do erro de velocidade.



(a)



(b)

Figura 6.27 – (a) Velocidade medida ω e velocidade estimada $\hat{\omega}$ para um ensaio com carga. Escalão de velocidade para 550 rpm e aos 6.5 segundos aumenta-se a velocidade de referência para 750 rpm
(b) Sinal do erro de velocidade.

6.6 Implementação do Estimador Modificado e Determinação da Velocidade Rotórica por Modo de Deslizamento

O estimador modificado caracteriza-se por apresentar um segundo termo de correcção (6.1) baseado na diferença entre o fluxo rotórico estimado, $\hat{\Psi}_r$, e o fluxo rotórico obtido a partir modelo do motor, $\hat{\Psi}_{r0}$, a acrescentar à anterior função da corrente estatórica.

$$\mathbf{K}_{1m} \text{sgn}(\hat{\Psi}_r - \hat{\Psi}_{r0}) \quad (6.1)$$

Procura-se assim com este segundo termo realizar uma correcção adicional tanto à estimativa das componentes da corrente estatórica quanto àquela das componentes do fluxo rotórico.

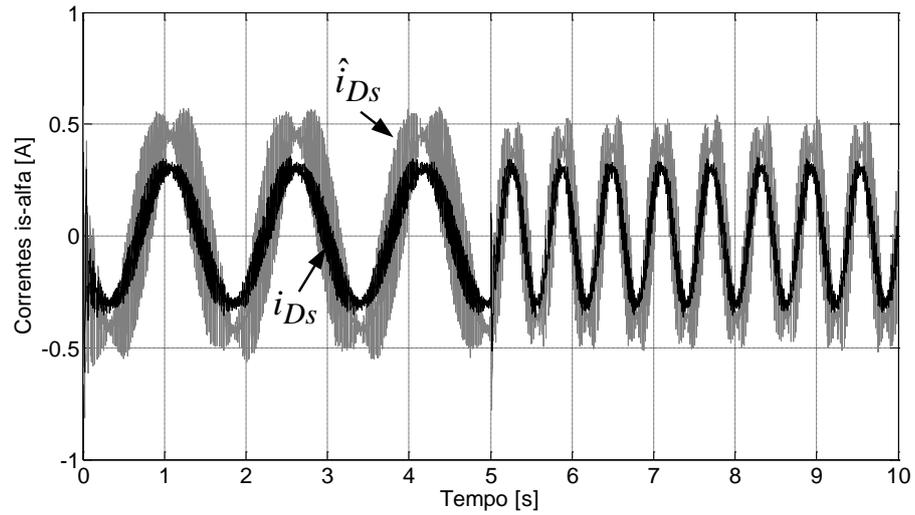
Com o objectivo de se verificar o desempenho do estimador proposto, realizou-se um conjunto de novos ensaios que são apresentados e comentados em seguida.

6.6.1 Resultados Experimentais

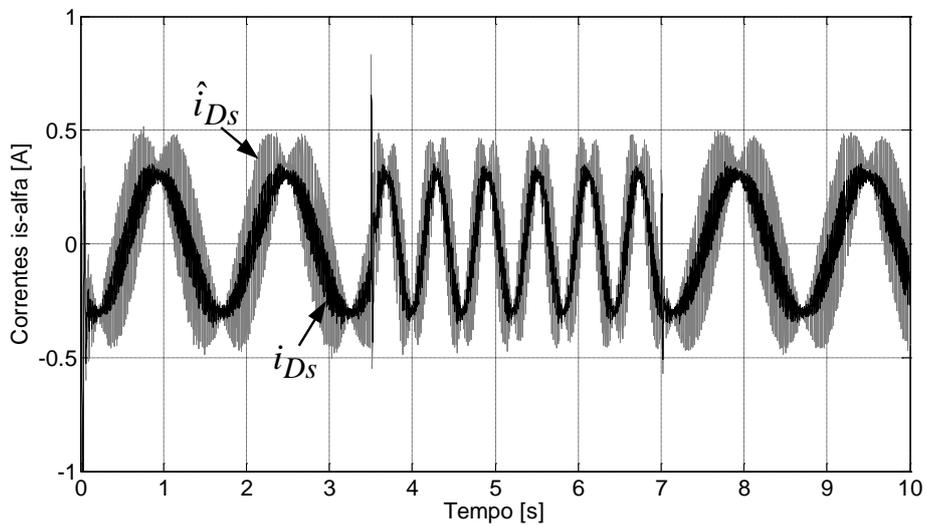
As Figura 6.28(a) e Figura 6.28(b) mostram a componente D da corrente do estator. Em ambas é apresentada a corrente medida i_{Ds} . Estão ainda representadas na primeira figura a corrente estimada \hat{i}_{Ds} obtida com o estimador original e na segunda figura a corrente estimada \hat{i}_{Ds} obtida com o estimador modificado. Como pode ser observado na Figura 6.28(a), o valor da corrente estimada segue com um erro expressivo o valor medido, mais precisamente na região em torno da amplitude do sinal. Por outro lado, as curvas da Figura 6.28(b), onde o algoritmo estimado modificado está em operação, mostram agora uma diminuição considerável no erro entre o valor estimado e o valor medido da corrente do estator.

Na Figura 6.29 são mostradas três curvas experimentais da velocidade: o valor medido e formado por 3 escalões de velocidade(660 rpm, 750 rpm, e 840 rpm), o valor da velocidade estimada usando o estimador original, e o valor da velocidade estimada mas agora obtida usando o estimador modificado proposto. Nesta figura, pode ser observada a diminuição do tempo de convergência da velocidade estimada usando o algoritmo modificado em relação àquela estimada pelo algoritmo original. Assim, a diminuição do erro entre as componentes medida e estimada da corrente do estator (Figura 6.28) torna o processo de convergência do estimador mais rápido.

A Figura 6.30 mostra o resultado do estimador original e do estimador modificado num ensaio de reversão de velocidade de +450 rpm a -450 rpm. Os resultados mostram novamente o desempenho mais rápido do estimador modificado em relação ao original, sendo entretanto verificado em regime permanente alguma oscilação na velocidade estimada pelo algoritmo modificado, a qual contudo se mantém num valor baixo.



(a)



(b)

Figura 6.28 – Componentes D da corrente do estator medida, i_{Ds} , e estimada, \hat{i}_{Ds} . (a) Componentes obtidas com o estimador original. (b) Componentes obtidas com o estimador modificado.

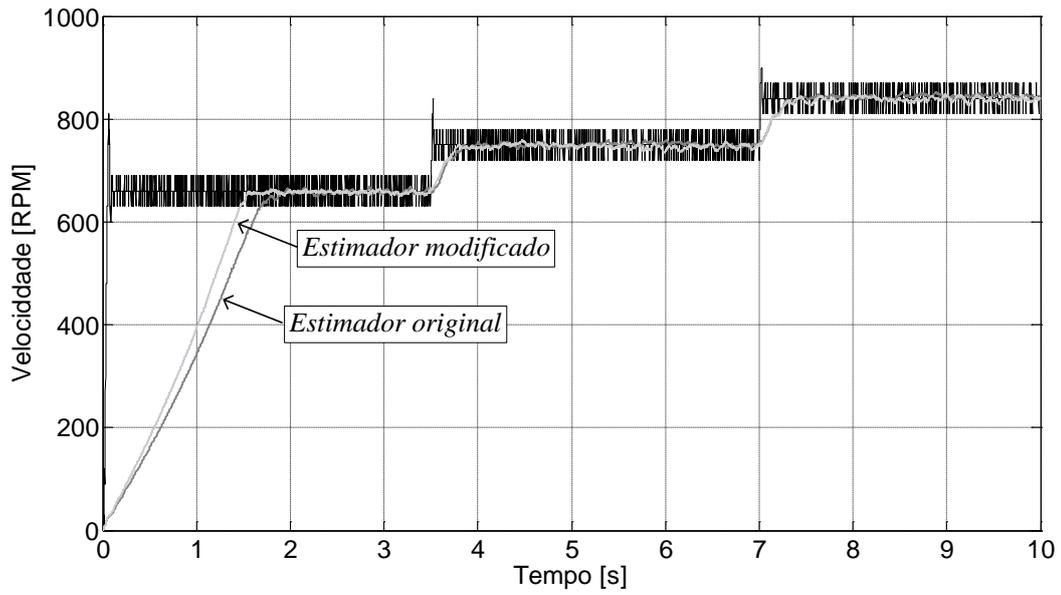


Figura 6.29 – Evolução da velocidade estimada quando se usa o estimador original e quando se usa o estimador modificado proposto

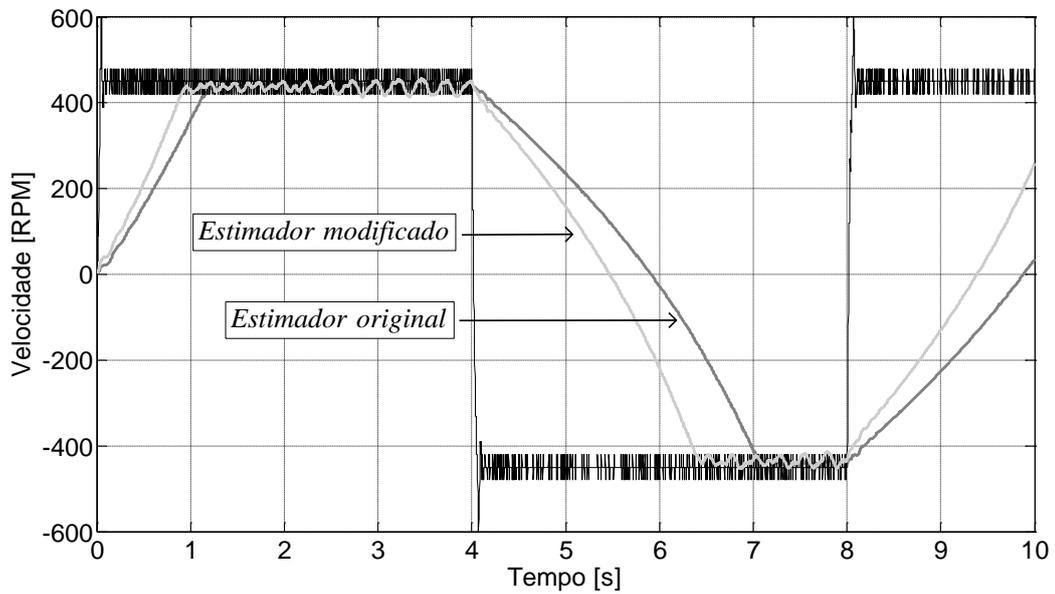


Figura 6.30 – Evolução da velocidade estimada quando se usa o estimador original e quando se usa o estimador modificado proposto

6.7 Controlador por Campo Orientado Indirecto sem Sensor de Velocidade

Nesta secção apresenta-se uma análise do desempenho do controlo por campo orientado indirecto sem a utilização do sensor de velocidade, mas com o uso do estimador modificado por modo de deslizamento e a respectiva velocidade do rotor estimada. Os resultados são obtidos a partir de vários perfis de velocidade de referência. Utiliza-se o algoritmo de campo orientado indirecto já implementado na plataforma experimental, DSP e conversor de potência, substituindo-se apenas o sinal medido de velocidade pelo valor estimado.

6.7.1 Resultados Experimentais

A Figura 6.31(a) mostra o sinal da velocidade de referência ω_{ref} caracterizado por uma rampa de velocidade de 0 a +750 rpm em um tempo de 5 segundos, e em seguida por um valor de velocidade constante e igual a +750 rpm. Esta figura apresenta ainda a evolução do sinal da velocidade estimada $\hat{\omega}$. A partir dos resultados, verifica-se que durante cerca dos primeiros 2 segundos o controlador trabalha no sentido de aproximar a velocidade estimada da referência. Aqui verifica-se também que o atraso se deve igualmente ao processo de convergência inerente ao estimador. Nos instantes de tempo seguintes, a velocidade estimada segue com uma boa aproximação a velocidade de referência, apresentando segundo o sinal de erro na Figura 6.31(b) um erro médio de aproximadamente +3% até atingir o regime permanente. Nos instantes seguintes, o erro médio baixa significativamente para valores abaixo de +1%.

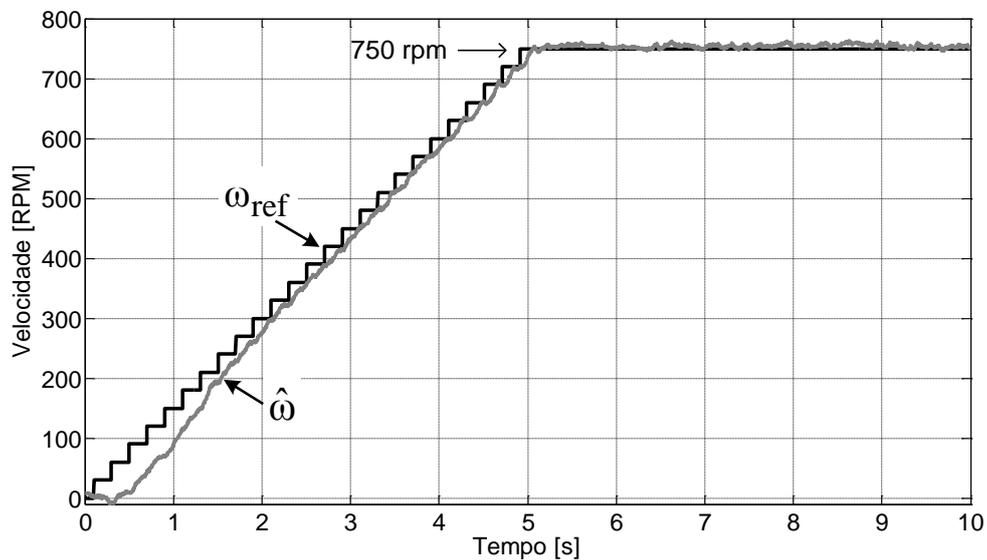
Um ensaio oposto àquele efectuado anteriormente teve como velocidade de referência uma rampa com declive negativo e uma velocidade em regime estacionário igual a -750 rpm, conforme mostra a Figura 6.32(a). A evolução tanto da velocidade estimada quanto do erro a ela associado (Figura 6.32(b)) é similar aos resultados anteriores.

A Figura 6.33(a) mostra os resultados obtidos quando uma referência na forma de pirâmide - com uma rampa de inclinação positiva e outra logo em seguida com inclinação negativa - é aplicada ao controlo. Após os segundos iniciais associados ao sistema de controlo e ao processo de convergência do estimador, verifica-se pela evolução do sinal de erro na Figura 6.33(b) que este vai decrescendo até atingir um valor médio em torno dos 2%. Verifica-se assim o bom desempenho do controlo sem sensor de velocidade implementado.

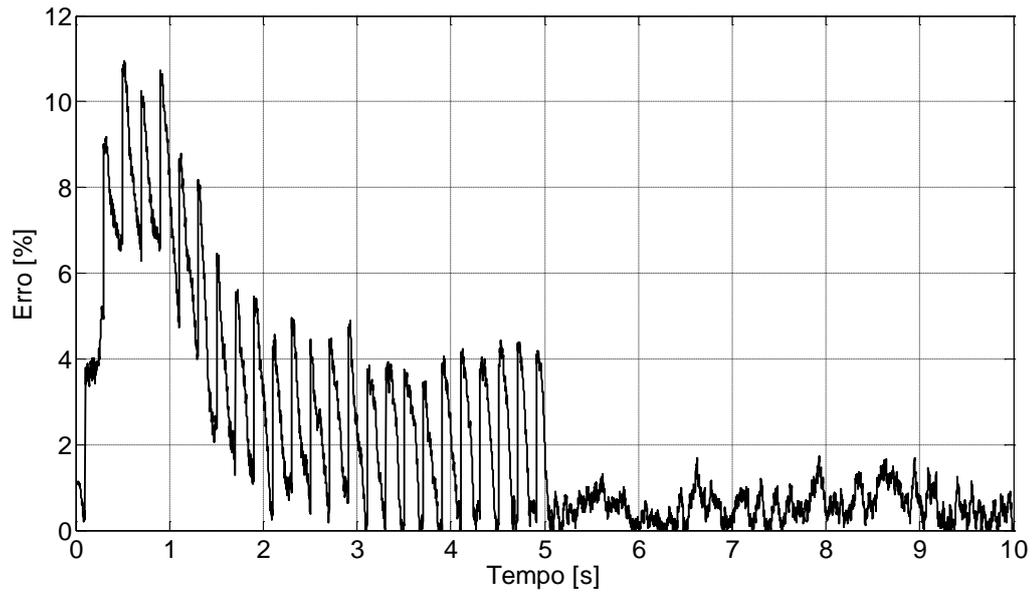
Os resultados apresentados na Figura 6.34 foram obtidos considerando-se agora uma velocidade de referência na forma de pirâmide invertida, oposta àquela da Figura 6.33. Depois dos instantes iniciais relativamente à convergência da velocidade estimada para a velocidade de referência, a velocidade estimada segue com uma boa precisão a referência. A evolução do sinal de erro na Figura 6.34(b) mostra que se obteve um erro médio de +2%.

A seguir foi realizado o ensaio onde se exige uma aceleração do motor de 0 a -750 rpm, a manutenção desta velocidade durante 2 segundos, e por fim a desaceleração até aos 0 rpm. A Figura 6.34(a) mostra o sinal da velocidade de referência e a evolução obtida para a velocidade estimada. Durante o transitório de aceleração e o transitório de desaceleração, o sinal do erro mostra um valor médio de +3%, como indica a Figura 6.34(b). No entanto, durante os dois segundos do regime permanente, o erro desce significativamente para um valor médio menor que +1%, revelando o excelente desempenho do campo orientado indirecto sem sensor de velocidade implementado.

A Figura 6.35(a) apresenta o último ensaio similar ao anterior mas em que o motor inverte o seu sentido mas permanece na sua velocidade de -750 rpm durante dois segundos. Verifica-se que o estimador funciona com um bom desempenho ao longo da trajectória planeada, conforme se pode constatar na evolução do sinal de erro entre a velocidade estimada e aquela medida na Figura 6.35(b).

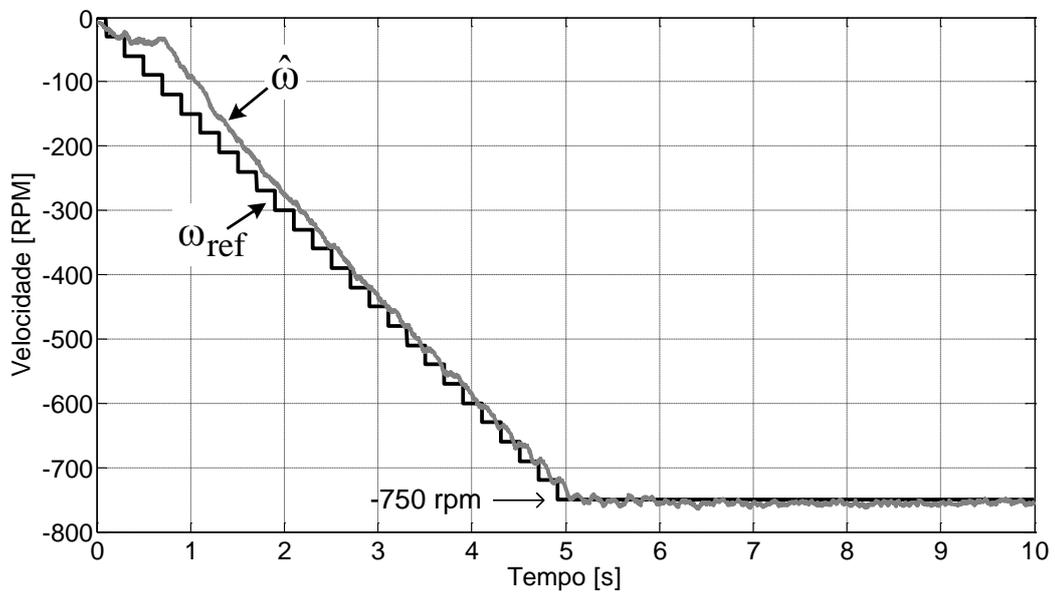


(a)

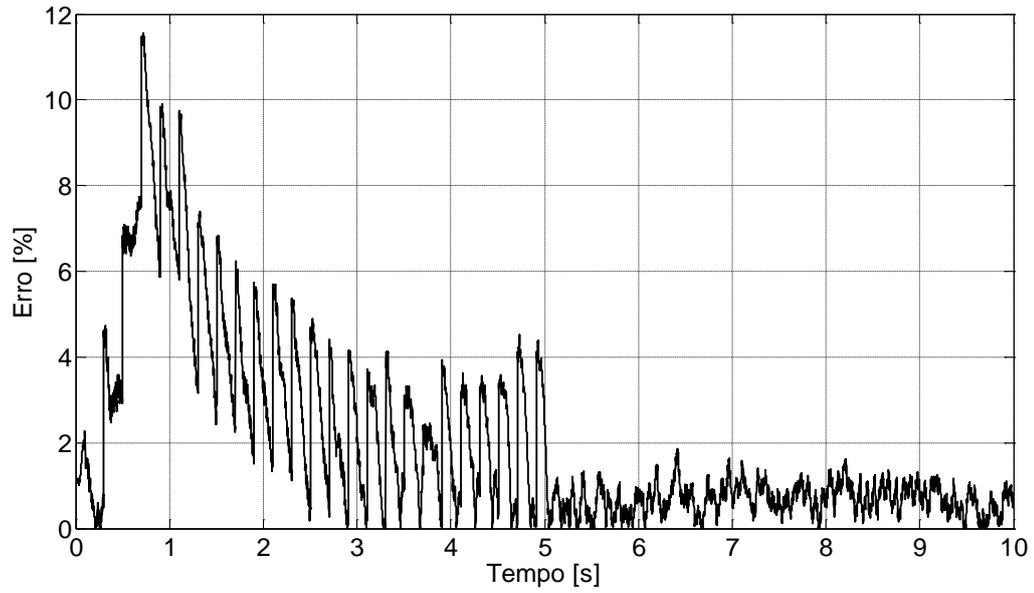


(b)

Figura 6.31 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} em forma de rampa com inclinação positiva e velocidade estimada $\hat{\omega}$. (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{ref} - \hat{\omega})/|750|$.

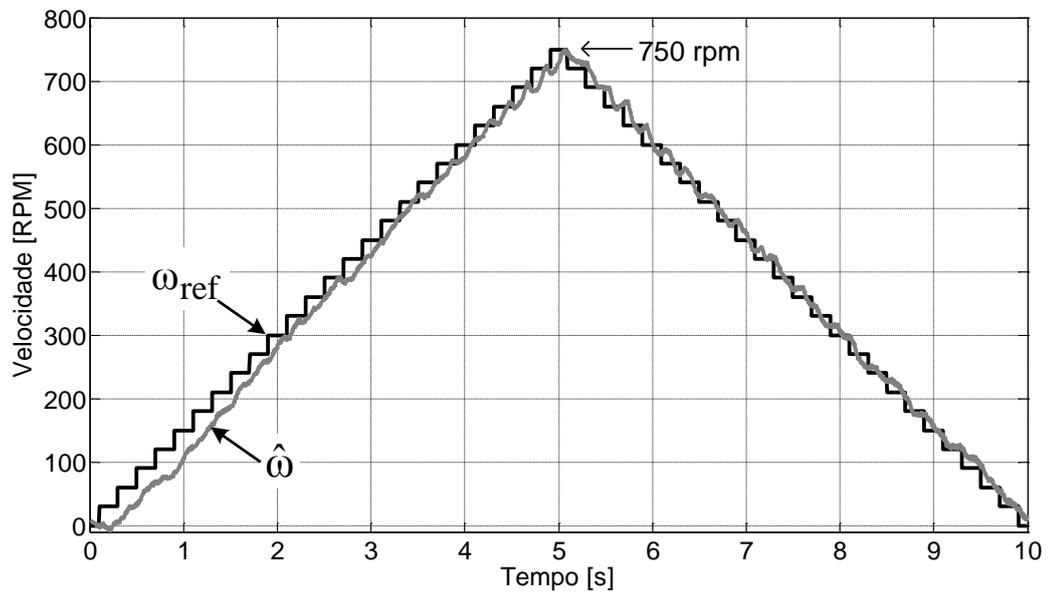


(a)

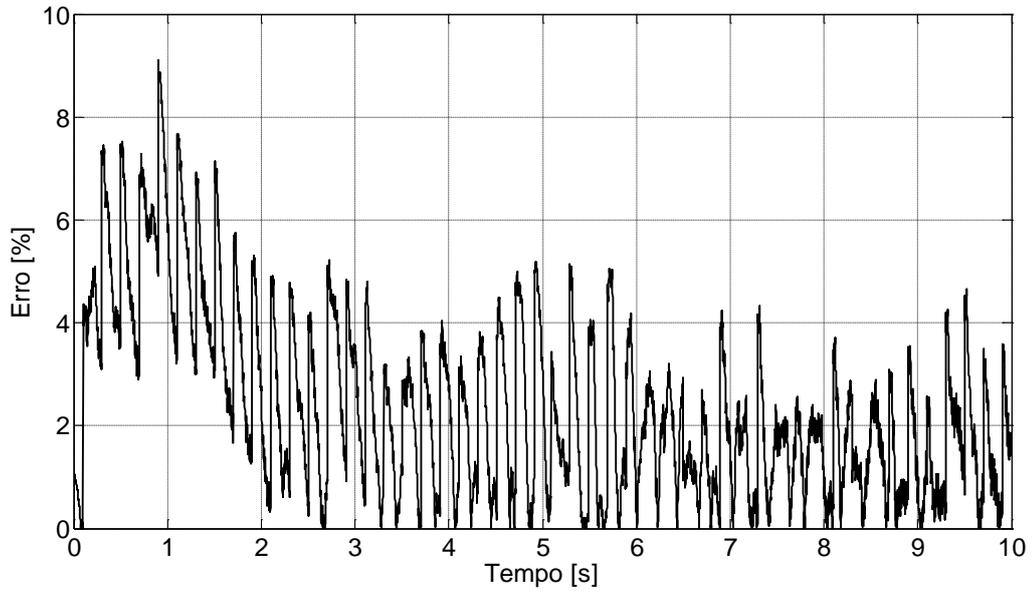


(b)

Figura 6.32 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} em forma de rampa com inclinação negativa e velocidade estimada $\hat{\omega}$. (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{ref} - \hat{\omega})/|750|$.

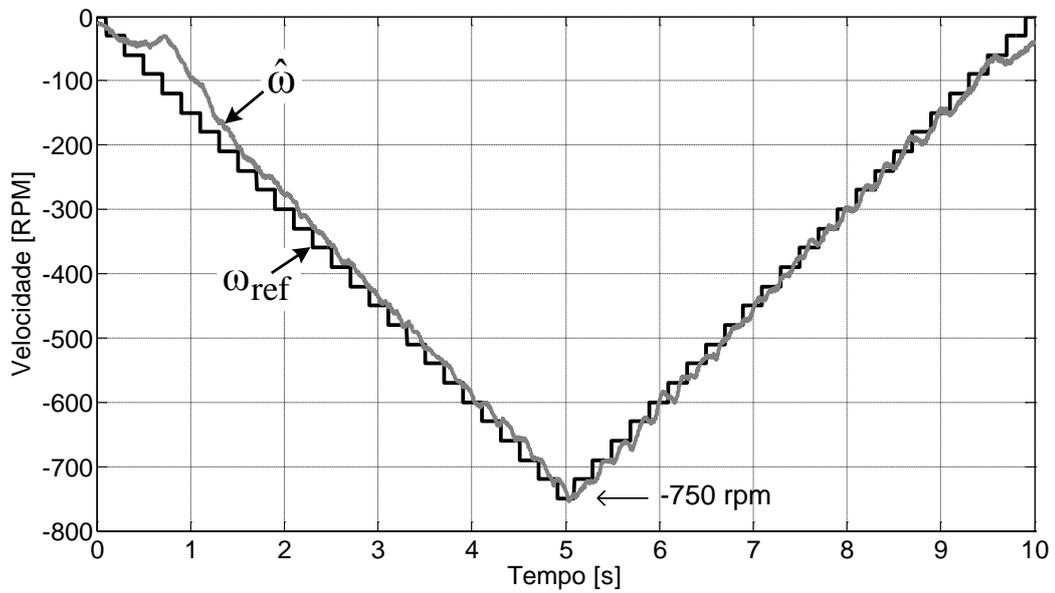


(a)

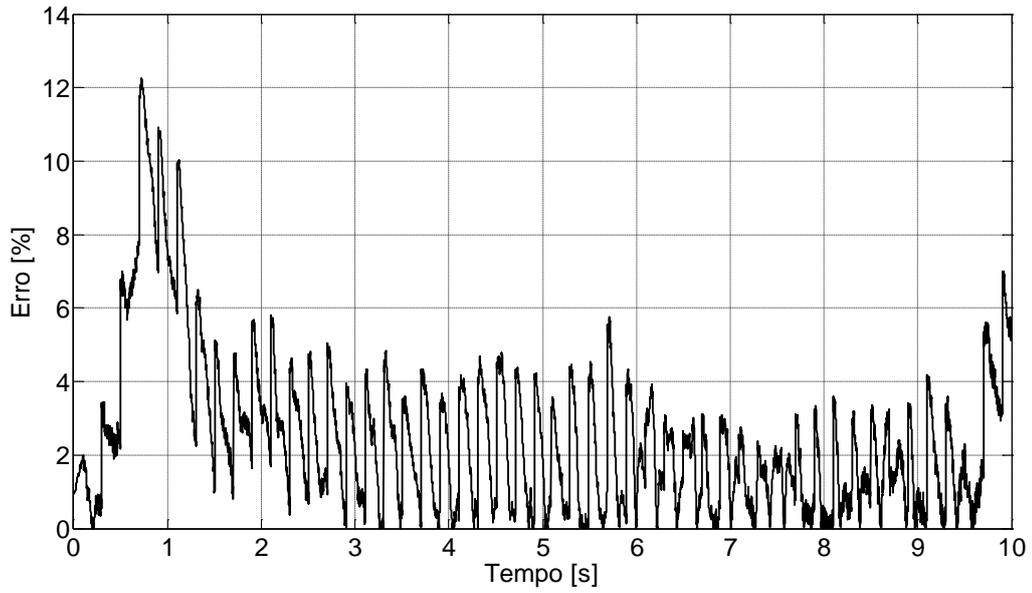


(b)

Figura 6.33 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} em forma de pirâmide com uma rampa de inclinação positiva e outra de inclinação negativa, e a velocidade estimada $\hat{\omega}$. (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{ref} - \hat{\omega})/|750|$.

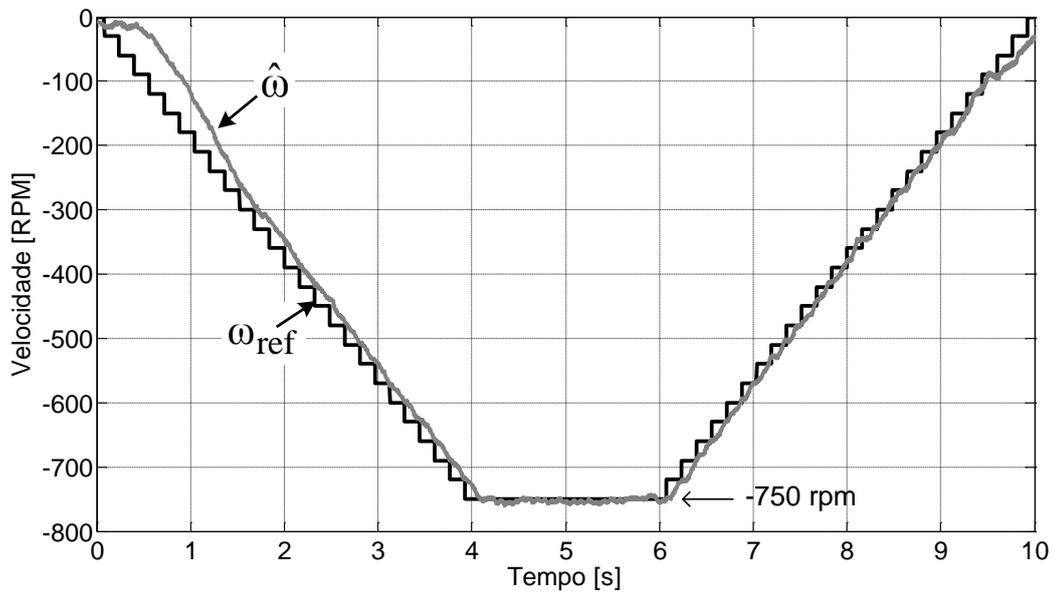


(a)

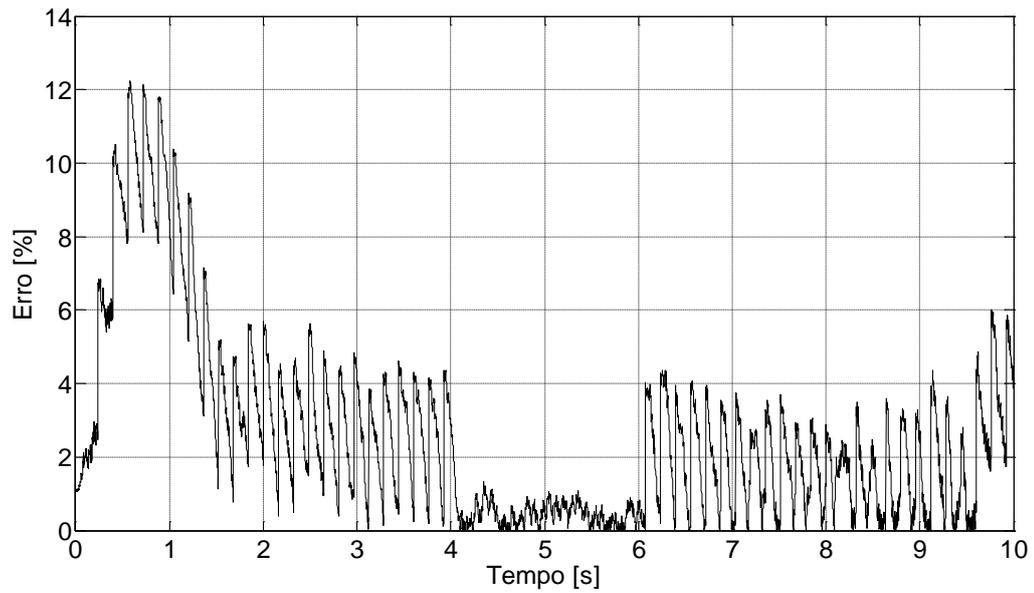


(b)

Figura 6.34 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} em forma de pirâmide invertida com uma rampa de inclinação negativa e outra de inclinação positiva, e a velocidade estimada $\hat{\omega}$. (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{ref} - \hat{\omega})/|750|$.



(a)



(b)

Figura 6.35 – Controlo por campo orientado indirecto sem sensor de velocidade mas com o estimador por modo de deslizamento modificado. (a) Velocidade de referência ω_{ref} acelera de 0 rpm até -750 rpm, mantém-se durante 2 segundos, e depois desacelera até novamente aos 0 rpm, e a velocidade estimada $\hat{\omega}$. (b) Sinal de erro normalizado pelo módulo da maior velocidade de referência, $(\omega_{ref} - \hat{\omega})/|750|$.

Capítulo 7

7 Conclusões e perspectivas futuras

Neste capítulo são apresentadas as principais conclusões obtidas com a realização deste trabalho e os seus possíveis desenvolvimentos futuros

7.1 Conclusões

Neste trabalho foram concretizados os objectivos inicialmente propostos ao ser dimensionado e implementado experimentalmente em ambiente laboratorial um observador de fluxo e velocidade rotórica da máquina de indução baseados no modo de deslizamento. Foi ainda proposta uma modificação do observador implementado tendo em vista a sua optimização, a qual foi igualmente implementada e estudada em ambiente laboratorial.

Inicialmente, apresentou-se no Capítulo 2 a modelização “clássica” da máquina assíncrona empregue ao longo da tese. O Capítulo 3 introduziu o estado da arte relativamente às principais técnicas de estimação da velocidade rotórica da máquina assíncrona actualmente existentes. No Capítulo 4 foi desenvolvido o estimador por modo de deslizamento e a modificação proposta. A técnica de controlo por orientação de campo foi explicada de forma sucinta no Capítulo 5.

Os resultados obtidos e discutidos no Capítulo 6 revelaram-se bastante satisfatórios, tendo-se verificado que a modificação proposta ao algoritmo de estimação por modo de deslizamento apresentado conduziu a uma melhoria dos mesmos. Inicialmente verificou-se que a estimação das componentes D e Q da corrente estatórica se aproximavam muito da corrente medida e constatou-se que a estimação do fluxo tinha resultados coerentes de acordo com o esperado teoricamente. De seguida foram demonstrados os resultados de vários testes relativos à velocidade rotórica estimada, com diferentes sinais de referência aplicados, tendo-se constatado que o estimador responde a alterações da velocidade com algum atraso, mas após o transitório se comporta bem e segue bem a velocidade medida com oscilações ligeiras que em alguns casos não são significativas.

Mostrou-se que alterações nos parâmetros do algoritmo podem acelerar a resposta do estimador diminuindo por isso o seu tempo de resposta, aumentando no entanto as oscilações criadas no período estacionário em torno do valor da velocidade medida. A sensibilidade do estimador a variações nos parâmetros do motor foi apresentada de seguida, verificando-se que este é mais sensível a alterações da resistência rotórica R_r , e ao coeficiente de indução rotórico L_r , sendo pouco sensível a alterações da resistência estatórica R_s . Relativamente à influência dos parâmetros do estimador foi mostrado que estes têm importâncias diferentes e que a sua variação produz alterações distintas na resposta do estimador, denotando-se que os parâmetros com maior influência são o μ , γ e o k_{11} e k_{22} .

Os ensaios efectuados com carga confirmaram que o estimador tem algum atraso relativamente à velocidade medida durante os períodos de transitório, tendo no entanto um erro muito baixo nos períodos estacionários. Relativamente à modificação do algoritmo de estimação, a sua implementação revelou bons resultados, tendo melhorado de uma forma geral o estimador por modo de deslizamento. Finalmente verificou-se que a utilização do estimador por modo de deslizamento no controlador por campo orientado indirecto produziu bons resultados mostrando assim um excelente desempenho do controlo sem sensor de velocidade.

7.2 Desenvolvimentos futuros possíveis

Futuramente, este trabalho poderá ser desenvolvido com uma implementação de variação automática dos parâmetros do estimador para várias gamas de velocidade. Durante os ensaios experimentais foram efectuados alguns testes neste âmbito e verificou-se que era possível uma melhoria de resultados.

De notar que a evolução dos DSP's permitirá que a capacidade de cálculo seja cada vez maior, pelo que o atraso de resposta verificado no algoritmo deverá ser gradualmente menor, o que levará à obtenção de melhores resultados do estimador por modo de deslizamento.

8 Bibliografia

1. **Pires, A.J.** *A Máquina Assíncrona de Rotor em Curto-Circuito em Accionamentos de Velocidade Variável*. Lisboa : Tese de Doutoramento, IST, 1993.
2. **Palma, João C.P.** *Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável*. s.l. : Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.
3. **Guerreiro, M.G.** *Controlo de Posição de um Motor C.C. por Modo de Deslizamento, Realização Mínima*. Lisboa : Tese de Mestrado, IST, 1992.
4. —. *Motor Trifásico de Indução - Posicionamento Angular do Rotor por Inversão Diametral*. Lisboa : Tese de Doutoramento , 2000.
5. **Krause, P. C.** *Analysis of Electric Machinery*. New York : McGraw-Hill, 1994.
6. **Leonhard, W.** *Control of Electrical Drives, Third Edition*. s.l. : Springer-Verlag, 2001.
7. **Trzynadlowski, A. M.** *Control of Induction Motor*. s.l. : Academic Press, 2001.
8. **Holtz, J.** *Sensorless Control of Induction Drives*. [ed.] vol.90 Proceedings of the IEEE. s.l. : no.8, pp.1359-1394, 2002.
9. **K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse.** *Sensorless Control of AC Motors*. s.l. : IEEE Press, 1996.
10. **Vas, P.** *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. s.l. : Oxford Univ. Press, 1998.
11. **Abbondanti, A. e Brennen, M.B.** Variable Speed Induction Motor Drives Use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltages and Currents. *Industrial Applications*. 1975.
12. **Takahashi, T. Kanmachi and I.** *Sensorless control of an induction motor with no influence of secondary resistance variation*. s.l. : IEEE-IAS Annu. Meeting, 408 - 413. 1993.
13. **Holtz, J.** *Sensorless control of induction motors—Performance and limitations*. s.l. : IEEE-ISIE Annu. Meeting, 2000. Vol. 1.
14. **Consoli, A., et al.** *Sensorless field oriented control using common mode currents*. s.l. : Industry Applications Conference IEEE, 1866-1873, vol.3, 2000.
15. **Akatsu, K. e Kawamura, A.** *Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection*. s.l. : Industry Applications, IEEE Transactions, vol.36, no.3, pp.764-771, 2000.
16. **Shin, Myoung-Ho, et al.** *An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors*. s.l. : Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.15, no.2, pp.312-318, 2000.
17. **Jezernik, K. e Rodic, M.** *Speed sensorless observer based torque control of induction motor*. s.l. : Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE , vol.4, no., pp.2309-2314, 2000.
18. **Consoli, A., Scarcella, G. e Testa, A.** *A new zero-frequency flux-position detection approach for direct-field-oriented-control drives*. s.l. : Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.36, no.3, pp.797-804, May/June 2000.

19. **Yong, Sung-II, Choi, Jong-Woo e Sul, Seung-Ki.** *Sensorless vector control of induction machine using high frequency current injection.* s.l. : Industry Applications Society Annual MeetingConference, IEEE, pp.503-508 vol.1, 2, 1994.
20. **Veszpremi, K. e Schmidt, I.** *Simple sensorless control of induction machine with on-line parameter identification.* s.l. : Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium, pp.213-218 vol.1,, 2000.
21. **Barut, M., Bogosyan, S. e Gokasan, M.** *Experimental Evaluation of Braided EKF for Sensorless Control of Induction Motors .* s.l. : Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.2, pp.620-632, Feb. 2008.
22. **Bolognani, S., Peretti, L. e Zigliotto, M.** *Parameter Sensitivity Analysis of an Improved Open-Loop Speed Estimate for Induction Motor Drives.* s.l. : Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.23, no.4, pp.2127-2135, July 2008.
23. **Chen, Y. Lin and C.** *Adaptive pseudoreduced-order flux observer for speed sensorless field-oriented control of IM.* s.l. : IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46 , pp. 1042 - 1045, 1999.
24. **Kim, Young-Real, Sul, Seung-Ki e Park, Min-Ho.** *Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter.* s.l. : Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.30, no.5, pp.1225-1233, Sep/Oct 1994.
25. **Lascu, C., Boldea, I. e Blaabjerg, F.** *A Class of Speed-Sensorless Sliding-Mode Observers for High-Performance Induction Motor Drives.* s.l. : Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.56, no.9, pp.3394-3403, Sept. 2009.
26. **Khalil, H.K., Strangas, E.G. e Jurkovic, S.** *Speed Observer and Reduced Nonlinear Model for Sensorless Control of Induction Motors.* s.l. : Control Systems Technology, IEEE Transactions on , vol.17, no.2, pp.327-339, March 2009.
27. **Traore, D., et al.** *Sensorless Induction Motor: High-Order Sliding-Mode Controller and Adaptive Interconnected Observer.* s.l. : Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.11, pp.3818-3827, Nov. 2008.
28. **Tsuji, M., et al.** *Characteristics of MRAS based induction motor sensorless vector control system taking into account iron loss.* s.l. : Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009. International Conference, pp.1-6, 15-18 , Nov. 2009.
29. **Orlowska-Kowalska, T. e Dybkowski, M.** *Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive.* s.l. : Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.57, no.4, pp.1296-1308, April 2010.
30. **M. Rizwan Khan, Atif Iqbal, Mukhtar Ahmad.** *MRAS-based sensorless control of a vector controlled five-phase induction motor drive.* s.l. : Electric Power Systems Research, Volume 78, Issue 8, Pages 1311-1321, Aug. 2008.
31. **Jevremovic, V.R., et al.** *Speed-sensorless control of induction motor based on reactive power with rotor time constant identification.* s.l. : Electric Power Applications, IET , vol.4, no.6, pp.462-473, July 2010.

32. **Murat Barut, Seta Bogosyan, Metin Gokasan.** *Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs.* s.l.: Energy Conversion and Management, Volume 48, Issue 12, Pages 3120-3134, December 2007.
33. **T. Orłowska-Kowalska, P. Wojsznis and C. T. Kowalski.** *Dynamical performances of sensorless induction motor drive with different flux and speed observers",* s.l.: Proc. 10th EPE, 2001.
34. **Karanayil, Baburaj, Rahman, Muhammed Fazlur e Grantham, Colin.** *Online Stator and Rotor Resistance Estimation Scheme Using Artificial Neural Networks for Vector Controlled Speed Sensorless Induction Motor Drive.* s.l.: Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.54, no.1, pp.167-176, Feb. 2007.
35. **Maiti, S., et al.** *Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power,"* s.l.: Industrial Electronics, IEEE Transactions, vol.55, no.2, pp.594-601, Feb. 2008.
36. **Bose, B.K. et all.** *Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive.* s.l.: Industry Applications Conference, IAS Annual Meeting, IAS'95, vol. 1, pp. 137-143, Oct. 1995.
37. **Béres, Z, Vranka, P.** *Sensorless IFOC of Induction Motor With Current Regulators in Current Reference Frame.* s.l.: Industry Applications, Transactions on, vol. 37, no. 4, pp. 1012-1018, 2001.
38. **Véles-Reys, M., Minami, K. e Verghese, G.C.** *Recursive Speed and Parameter Estimation for Induction Machines,"* s.l.: Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1989 IEEE, pp. 607-611, vol. 1, 1989.
39. **Minami, K., et al.** *Multi-stage Speed and Parameter Estimation for Induction Machines,"* s.l.: Power Electronics Specialists Conference, PESC '91, pp. 596-6004, 1991.
40. **Kook, Y.S., Kim, Y.H. e e Lee, B.S.** *Implementation of Speed Sensorless Induction Motor Drives by Fast Learning Neural Network Using Recursive Least Squares Approach.* s.l.: Proceedings of Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, vol. 2, pp. 745-750, 1998.
41. **Schauder, C.** *Adaptative speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers.* s.l.: Proceedings of the IEEE Conference of the Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp : 493-499, 1989.
42. **C.J.Bonano, L. Zhen, L.Xu.** *A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control .* s.l.: Proceedings of the IEEE Conference of the Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp : 166-173, 1995.
43. **Rao, S., Buss, M. e Utkin, V.** *Simultaneous State and Parameter Estimation in Induction Motors Using First- and Second-Order Sliding Modes.* s.l.: Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.56, no.9, pp.3369-3376 , 2009.
44. **Ghanes, M. e Zheng, Gang.** *On Sensorless Induction Motor Drives: Sliding-Mode Observer and Output Feedback Controller.* s.l.: Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.56, no.9, pp.3404-3413, 2009.

45. **Hasan, S. e Husain, I.** *A Luenberger–Sliding Mode Observer for Online Parameter Estimation and Adaptation in High-Performance Induction Motor Drives.* s.l. : Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.45, no.2, pp.772-781, 2009.
46. **Young, K. D. and U. Ozg.** *Sliding mode: Control engineering in practice.* s.l. : Proceedings of the American Control Conference pp. 150–162, 1999.
47. **Chellaboina, Wassim M. Haddad & VijaySekhar.** *Nonlinear Dynamical Systems and Control:A Lyapunov-Based Approach.* s.l. : Princeton University Press, 2008.
48. **Blaschke, F.** *The principle of field-orientation as applied to the Transvector closed-loop control.* 1973.
49. **Maia, J.** *Controlo por Modo de Deslizamento da Posição de uma Máquina de Corrente Contínua".* Lisboa : Dissertação de Mestrado, IST, 1990.

Anexo 1

Discretização do observador

Uma vez que o observador é implementado num computador, e o DSP só adquire os sinais de um modo discreto, com um determinado *sampling time* (tempo de amostragem), tem que se discretizar o observador. Para isso, a estimação de um determinado sinal num instante k vai depender desse mesmo sinal no instante anterior, ou seja em $k-1$ desfasado de um tempo de amostragem Δt . Partindo do estimador contínuo (4.27), procede-se à discretização dos estimadores da corrente e do fluxo da seguinte forma:

$$\begin{aligned} & \frac{\hat{i}_{ds}(k) - \hat{i}_{ds}(k-1)}{\Delta t} \\ &= -\eta \hat{i}_{ds}(k-1) + \frac{\beta}{\tau_r} \hat{\psi}_{ds}(k-1) + \beta p \omega(k-1) \hat{\psi}_{qs}(k-1) \\ &+ \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds}(k-1) + k_1 \text{Sign}[\hat{i}_{ds}(k-1) - i_{ds}(k-1)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{\hat{i}_{qs}(k) - \hat{i}_{qs}(k-1)}{\Delta t} \\ &= -\eta \hat{i}_{qs}(k-1) - \beta p \omega(k-1) \hat{\psi}_{dr}(k-1) + \frac{\beta}{\tau_r} \hat{\psi}_{qr}(k-1) \\ &+ \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs}(k-1) - k_2 \text{Sign}[\hat{i}_{qs}(k-1) - i_{qs}(k-1)] \end{aligned}$$

(A.1.)

$$\begin{aligned} & \frac{\hat{\psi}_{dr}(k) - \hat{\psi}_{dr}(k-1)}{\Delta t} \\ &= \frac{M}{\tau_r} \hat{i}_{ds}(k-1) - \frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{dr}(k-1) - p \omega(k-1) \hat{\psi}_{qr}(k-1) \\ &+ l_{11} k_1 \text{Sign}[\hat{i}_{ds}(k-1) - i_{ds}(k-1)] + l_{12} k_2 \text{Sign}[\hat{i}_{qs}(k-1) \\ &- i_{qs}(k-1)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{\hat{\psi}_{qr}(k) - \hat{\psi}_{qr}(k-1)}{\Delta t} \\ &= \frac{M}{\tau_r} \hat{i}_{qs}(k-1) + p \omega(k-1) \hat{\psi}_{dr}(k-1) - \frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{qr}(k-1) \\ &+ l_{21} k_1 \text{Sign}[\hat{i}_{ds}(k-1) - i_{ds}(k-1)] + l_{22} k_2 \text{Sign}[\hat{i}_{qs}(k-1) \\ &- i_{qs}(k-1)] \end{aligned}$$

Separando as grandezas do instante k das grandezas do instante $k - 1$:

$$\begin{aligned}\hat{i}_{ds}(k) &= \hat{i}_{ds}(k-1) + \Delta t(-\eta \hat{i}_{ds}(k-1) + \frac{\beta}{\tau_r} \hat{\psi}_{dr}(k-1) \\ &\quad + \beta p \omega(k-1) \hat{\psi}_{qr}(k-1) + \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds}(k-1) \\ &\quad + k_1 \text{Sign}[\hat{i}_{ds}(k-1) - i_{ds}(k-1)])\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{i}_{qs}(k) &= \hat{i}_{qs}(k-1) + \Delta t(-\eta \hat{i}_{qs}(k-1) - \beta p \omega(k-1) \hat{\psi}_{dr}(k-1) \\ &\quad + \frac{\beta}{\tau_r} \hat{\psi}_{qr}(k-1) + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs}(k-1) \\ &\quad - k_2 \text{Sign}[\hat{i}_{qs}(k-1) - i_{qs}(k-1)])\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{\psi}_{dr}(k) &= \hat{\psi}_{dr}(k-1) + \Delta t\left(\frac{M}{\tau_r} \hat{i}_{ds}(k-1) - \frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{dr}(k-1) \right. \\ &\quad - p \omega(k-1) \hat{\psi}_{qr}(k-1) \\ &\quad \left. + l_{11} k_1 \text{Sign}[\hat{i}_{ds}(k-1) - i_{ds}(k-1)] \right. \\ &\quad \left. + l_{12} k_2 \text{Sign}[\hat{i}_{qs}(k-1) - i_{qs}(k-1)]\right)\end{aligned}\tag{A.2.}$$

$$\begin{aligned}\hat{\psi}_{qr}(k) &= \hat{\psi}_{qr}(k-1) + \Delta t\left(\frac{M}{\tau_r} \hat{i}_{qs}(k-1) + p \omega(k-1) \hat{\psi}_{dr}(k-1) \right. \\ &\quad - \frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{qr}(k-1) \\ &\quad \left. + l_{21} k_1 \text{Sign}[\hat{i}_{ds}(k-1) - i_{ds}(k-1)] \right. \\ &\quad \left. + l_{22} k_2 \text{Sign}[\hat{i}_{qs}(k-1) - i_{qs}(k-1)]\right)\end{aligned}$$

Por fim então obtém-se os **estimadores de corrente e fluxo**, por modo de deslizamento, **discretos**:

$$\begin{aligned}\hat{i}_{ds}(k) = & (1 - \eta\Delta t)\hat{i}_{ds}(k-1) + \Delta t \frac{\beta}{\tau_r} \hat{\psi}_{dr}(k-1) \\ & + \Delta t \beta p \omega(k-1) \hat{\psi}_{qr}(k-1) + \Delta t \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds}(k-1) \\ & + \Delta t k_1 \text{Sign}[\hat{i}_{ds}(k-1) - i_{ds}(k-1)]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{i}_{qs}(k) = & (1 - \eta\Delta t)\hat{i}_{qs}(k-1) - \Delta t \beta p \omega(k-1) \hat{\psi}_{dr}(k-1) \\ & + \Delta t \frac{\beta}{\tau_r} \hat{\psi}_{qr}(k-1) + \Delta t \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs}(k-1) \\ & - \Delta t k_2 \text{Sign}[\hat{i}_{qs}(k-1) - i_{qs}(k-1)]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{\psi}_{dr}(k) = & \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau_r}\right) \hat{\psi}_{dr}(k-1) + \Delta t \frac{M}{\tau_r} \hat{i}_{ds}(k-1) \\ & - \Delta t p \omega(k-1) \hat{\psi}_{qr}(k-1) \\ & + \Delta t l_{11} k_1 \text{Sign}[\hat{i}_{ds}(k-1) - i_{ds}(k-1)] \\ & + \Delta t l_{12} k_2 \text{Sign}[\hat{i}_{qs}(k-1) - i_{qs}(k-1)]\end{aligned} \tag{A.3.}$$

$$\begin{aligned}\hat{\psi}_{qr}(k) = & \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau_r}\right) \hat{\psi}_{qr}(k-1) + \Delta t \frac{M}{\tau_r} \hat{i}_{qr}(k-1) \\ & + \Delta t p \omega(k-1) \hat{\psi}_{dr}(k-1) \\ & + \Delta t l_{21} k_1 \text{Sign}[\hat{i}_{ds}(k-1) - i_{ds}(k-1)] \\ & + \Delta t l_{22} k_2 \text{Sign}[\hat{i}_{qs}(k-1) - i_{qs}(k-1)]\end{aligned}$$

Por sua vez, a discretização do observador da velocidade é efectuada atendendo a (4.69), da seguinte forma:

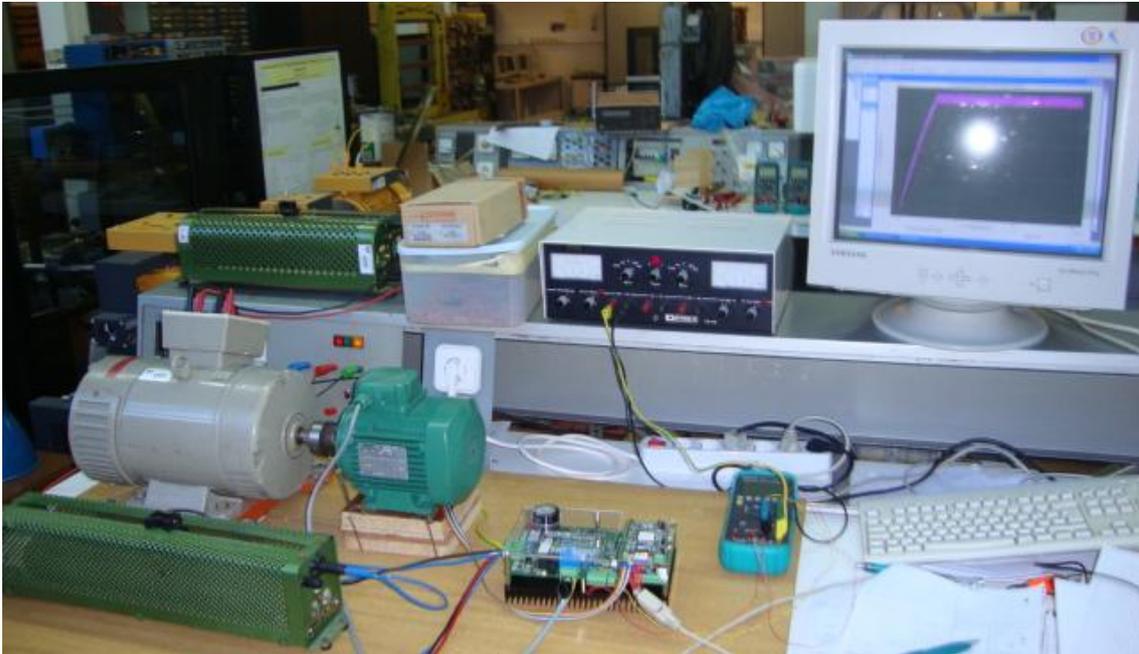
$$\begin{aligned}& \frac{\hat{\omega}(k) - \hat{\omega}(k-1)}{\Delta t} \\ = & \mu\gamma [k_{11} \text{sgn}[\hat{i}_{Ds}(k-1) - i_{Ds}(k-1)] \hat{\psi}_{qr}(k-1) \\ & - k_{22} \text{sgn}[\hat{i}_{Qs}(k-1) - i_{Qs}(k-1)] \hat{\psi}_{Dr}(k-1)]\end{aligned} \tag{A.4.}$$

Finalmente, obtém-se o **observador de velocidade**, por modo de deslizamento, em modo **discreto**:

$$\begin{aligned}\hat{\omega}(k) = & \hat{\omega}(k-1) \\ & + \Delta t(\mu\gamma[k_{11}\text{sgn}[\hat{i}_{Ds}(k-1) - i_{Ds}(k-1)]\hat{\psi}_{Qr}(k-1) \\ & - k_{22}\text{sgn}[\hat{i}_{Qs}(k-1) - i_{Qs}(k-1)]\hat{\psi}_{Dr}(k-1)])\end{aligned}\tag{A.5.}$$

Anexo 2

Manual de utilização do Hardware/Software



Introdução

As instruções aqui descritas referem-se ao funcionamento do *Hardware/Software* para o desenvolvimento do trabalho apresentado ao longo da Dissertação. Antes do primeiro contacto com o mesmo, o utilizador deve ler os manuais de instruções de cada componente para uma melhor compreensão do seu funcionamento e por uma questão de segurança.

Lista de material

- Computador
- Cabo RS232
- Fonte de Tensão DC (5V)
- Autotransformador
- Voltímetro

- Resistência variável 5Ω
- Resistência variável 10Ω
- DSP (*TMS320F2812*)
- Ponte de alimentação de IGBT trifásica (*ACPM 750*)
- Motor de indução trifásico
- Máquina de corrente contínua

Esquema de ligações

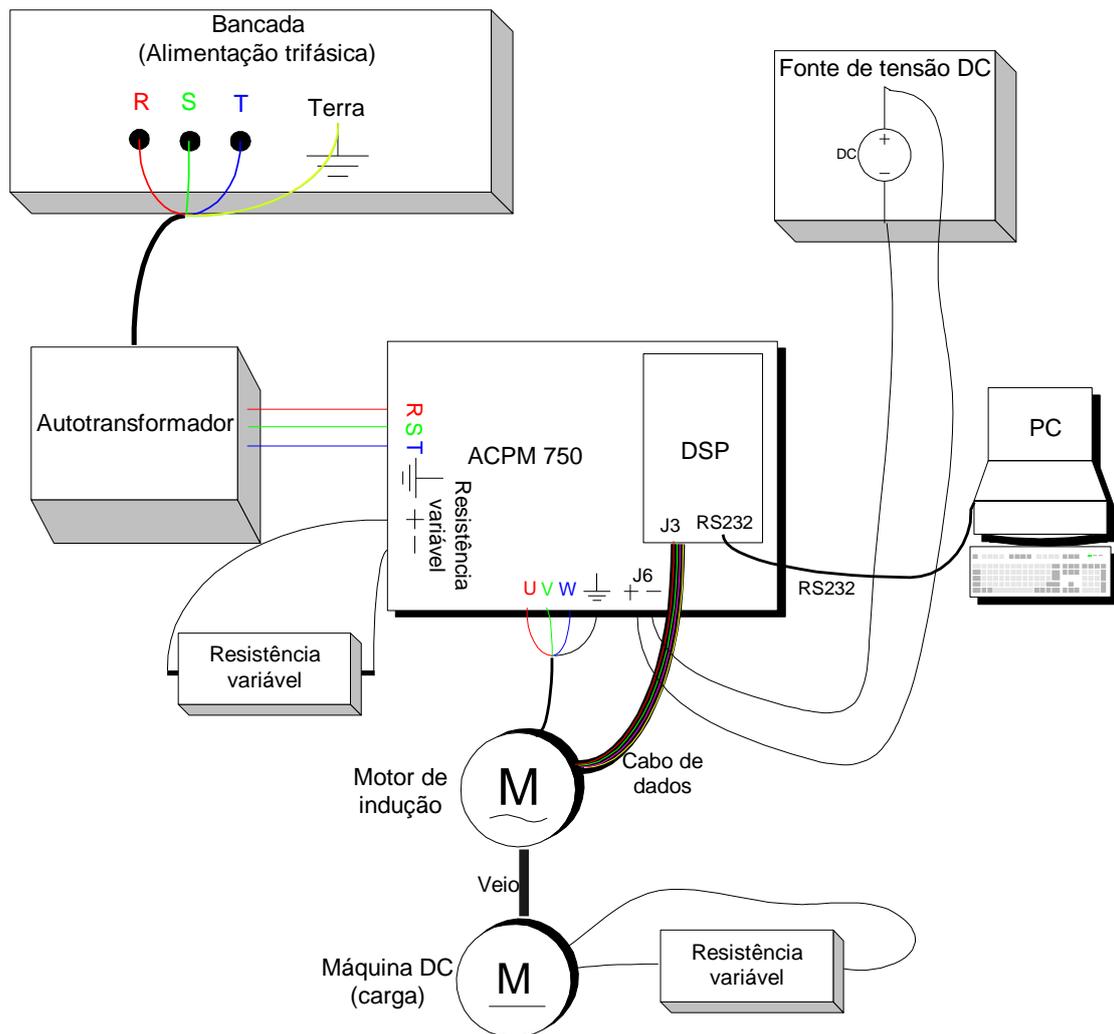


Figura A2.1 - Esquema de ligação dos componentes de hardware.

Instruções

1. Sequência de ligação para arranque do sistema (Hardware).

Atenção: Deve ser cumprida integralmente a sequência de ligação apresentada, sob pena de danificação do hardware de forma irreversível.

- **Ligar a fonte de Tensão DC a 5V** (Não exceder os 5V e ter atenção à polaridade uma vez que o não cumprimento destas regras pode danificar irreversivelmente o DSP).

- **Fechar o disjuntor de bancada.**

- **Aumentar a tensão no autotransformador até um valor próximo de 100V** (À medida que se aumenta a tensão, vai-se acendendo o LED1 gradualmente. Quando o condensador estiver carregado ouve-se um estalido e o LED1 já está totalmente aceso estando o sistema pronto a utilizar).

Nota: Os procedimentos para desligar o sistema estão no **ponto 4** deste manual.

2. Sequencia de operações para utilização do Software.

As próximas instruções referem-se aos passos a serem seguidos na utilização do Software “DMC28x Developer Pro (Technosoft)”, a partir do qual são enviadas as instruções para o DSP e posteriormente são obtidos os resultados.

Inicialmente são dadas as instruções para a execução do programa, sendo posteriormente dadas informações acerca da manipulação do programa e do Software.

- **Iniciar** o Software:

C:\MCWIN28x_PRO\DMC28xP.exe

- **Abrir** o ficheiro principal do **Projecto**:

Project/Open

Em seguida abrir o ficheiro: C:\DMCode_S\IM\F2812\Imvc.prf

- **Compilar**:

Project/Compile file

ou

Project/Build

- **Download** das instruções para o DSP
Project/Download Program

- **Executar** o Programa:
Project/Execute

- **Finalizar/Parar** a execução do Programa:
Project/Stop Execution

De seguida são apresentadas instruções para a manipulação numérica ou gráfica de variáveis.

- **Guardar** variáveis em memória:
Debug/Trace Variables

- Carregar em “*Add Variable*” e especificar o nome da variável a guardar.

Nota: Este procedimento deve ser efectuado logo **após a compilação**.

Nota 2: - Caso não esteja seleccionado é necessário activar o botão “*Enable Trace*”. Tem ainda que ser definido o período de aquisição em “*Aquisitions N°*”.

- **Traçar** graficamente Variáveis:

Para definir quais as variáveis a traçar:

Debug/Trace graphics/Setup plot

Para traçar o respectivo gráfico

Debug/Upload Trace

Nota: Este procedimento deve ser efectuado **após a Paragem** da execução do programa.

3. Manipulação do código do programa.

- O programa principal encontra-se no ficheiro *imvc.c* localizado na pasta:

C:\DMCode_S\IM\F2812\imvc.

- Para mudar a referência da velocidade deve-se actuar a função “*main*” nas linhas:

INSERT_REFERENCE_POINT (tempo, velocidade, ...)

O tempo é em ms e a velocidade em rpm/30.

- O observador encontra-se imediatamente a seguir à função “main”.

4. Sequência de operações para desligar o sistema.

Atenção: Deve ser cumprida integralmente a sequência apresentada para desligar o sistema, sob pena de danificação do hardware de forma irreversível.

- **Encerrar o software.**
- **Diminuir lentamente a tensão do autotransformador até zero** e esperar cerca de **30 segundos** até o LED1 se apagar totalmente.
- **Abrir o disjuntor de bancada.**
- **Diminuir lentamente a tensão na fonte de tensão DC até zero.**