

FEEC

Faculdade de Engenharia
Elétrica e de Computação

CAMPINAS

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DA ENERGIA

**Implementação Digital Utilizando DSP do Controle por
Orientação do Fluxo do Rotor: Métodos Direto e Indireto**

Jaime Reyes Hernández

Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

9913779

Este exemplar corresponde a redação final da tese
defendida por Jaime Reyes Her-
ández e aprovada pela Comissão
Julgada em 17 / 05 / 1999.
Edson Bim
Orientador

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Maio/1999

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

UNIDADE	BC.
N.º CHAMADA:	UNICAMP
V.	Ex.
TOMBO BC/	38073
PROJ.	229/99
C	<input type="checkbox"/>
D	<input checked="" type="checkbox"/>
PREÇO	11,00
DATA	12-07-99
N.º CPD	

CM-00125575-2

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE UNICAMP

R33i Reyes Hernández, Jaime
- Implementação digital utilizando DSP do controle por
orientação do fluxo do rotor: métodos direto e indireto. /
Jaime Reyes Hernández.--Campinas, SP: [s.n.], 1999.

Orientador: Edson Bim
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Motores elétricos de indução. 2. Controle em
tempo real. 3. Inteligência artificial. 4. Redes neurais
(Computação). 5. Algoritmos genéticos. I. Bim, Edson.
II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

*A minha família, em especial a minha avó Nena e a minha
filha Claudia que me serviram de inspiração nos momentos
mais difíceis.*

Agradecimentos

Agradeço ...

Ao prof. Dr. Edson Bim pela sua excelente orientação deste trabalho. Sua constante preocupação, incentivo e pronta disponibilidade até o final foram determinantes para a conclusão desta dissertação.

Ao meu colega e amigo Lino Rossell, por toda sua ajuda desde a minha chegada ao Brasil até a culminação deste trabalho.

A Cleide Caracas por toda a sua compreensão, incentivo e apoio para a culminação deste trabalho.

Aos meus colegas e amigos do laboratório de acionamentos, José Alberto Torrico Altuna, Zanoni Dueire Lins e José Francisco Marcondes de Almeida por seus conselhos oportunos e pela experiência transmitida.

A Ester Marçola por oferecer-me a sua amizade.

À Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, em especial ao Departamento de Sistema e Controle de Energia, pela oportunidade dada à realização do curso de Mestrado.

Ao CNPq pelo suporte financeiro.

SUMÁRIO

Nomenclatura

Resumo

Abstract

Capítulo 1. Introdução.....1

**Capítulo 2. Técnica do Controle Vetorial por Orientação de Fluxo do Rotor
Aplicada à Máquina de Indução**

2.1. Introdução.....3

2.2. Modelo dinâmico da máquina de indução.....4

2.3. Controle vetorial indireto orientado no fluxo do rotor.....5

2.4. Controle vetorial direto orientado no fluxo do rotor.....8

2.5. Sensibilidade aos parâmetros.....11

2.5.1. Influência da variação da constante de tempo do rotor nas características de regime do fluxo do rotor.....12

2.5.2. Influência da variação da constante de tempo do rotor nas características de regime do conjugado eletromagnético.....15

- 2.5.3. Influência da variação da constante de tempo do rotor nas características de regime das correntes síncronas efetivas da máquina de indução.....16
- 2.5.4. Características de resposta de velocidade em função do grau de desacoplamento do controle vetorial.....20

Capítulo 3. Estimação da Constante de Tempo Elétrica do Rotor Utilizando Algoritmos Genéticos e Redes Neurais Artificiais

- 3.1. Introdução.....22
- 3.2. Algoritmos Genéticos.....22
 - 3.2.1. Estudos dos AG através de um exemplo de maximização de uma função multimodal.....25
 - 3.2.2. Aplicação do algoritmo genético na identificação da constante de tempo elétrica do rotor da máquina de indução operando sob controle vetorial.....29
- 3.3. Redes Neurais Artificiais (RNA)
 - 3.3.1. Introdução.....35
 - 3.3.2. Fundamentos das RNA.....35
 - 3.3.3. Aplicação de uma rede neural artificial na identificação da constante de tempo elétrica do rotor da máquina de indução operado sob controle vetorial.....42

Capítulo 4. Descrição Funcional do Sistema de Controle Digital Implementado

- 4.1. Introdução.....48
- 4.2. Diagrama de blocos do sistema implementado.....48
- 4.3. Caracterização do sistema de controle implementado com o DSP Motorola 56001.....50
- 4.4. Descrição do funcional do hardware utilizado.....52

4.4.1. Aquisição dos sinais de correntes.....	52
4.4.2. Aquisição dos sinais de tensões.....	53
4.4.3. Medição do sinal de velocidade.....	57
4.4.4. Estrutura geral do sistema implementado.....	59
4.5. Descrição funcional do sistema implementado no DSP.....	60
4.5.1. Regulador PI de velocidade.....	60
4.5.2. Estimação do ângulo elétrico.....	60
4.5.3. Transformação do sistema de referência síncrono ao estacionário.....	62
4.5.4. Estimador de fluxo.....	66
Capítulo 5. Resultados Experimentais	
5.1. Introdução.....	68
5.2. Resultados experimentais do controle vetorial indireto orientado no fluxo do rotor.....	69
5.2.1. Resultados com o motor a vazio.....	69
5.2.2. Resultados do motor operado em condição de carga.....	73
5.3. Resultados experimentais do controle vetorial direto orientado no fluxo do rotor.....	75
5.4. Influência da variação da resistência do rotor no controle vetorial por orientação do fluxo do rotor.....	76
Capítulo 6. Conclusões.....	80
Referências Bibliográficas.....	83
Apêndice A: Dados do motor de indução.....	86

Legenda

L_s :	Indutância do estator
L_r	Indutância do rotor
L_m	Indutância de magnetização
r_s	Resistência do estator
r_r	Resistência do rotor
i, v, λ	Corrente, tensão e fluxo concatenado
$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de tempo elétrica do rotor
T_e, T_c	Conjugados eletromagnético e de carga, respectivamente
ω_{sl}	Frequência de escorregamento
ω_r	Velocidade mecânica do rotor
ω_e	Frequência elétrica do estator
$p = d/dt$	Operador de derivada em relação ao tempo.
P	Número de pólos magnéticos do motor
θ_e	Posição espacial do vetor fluxo do rotor (controle indireto)
θ_r	Posição espacial do vetor fluxo do rotor (controle direto)

Representação retangular dos vetores apresentados no sistema síncrono:

$$\bar{X}_{dq} = x_d + jx_q$$

Representação retangular dos vetores apresentados no sistema estacionário:

$$\bar{X}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta$$

Índices:

d, q:	Eixos diretos e em quadratura do sistema de referência síncrono
s, r:	Estator e rotor da máquina de indução

Exponentes:

e:	Sistema síncrono
*:	Sinal de referência

Resumo

Neste trabalho é realizado a implementação digital, utilizando o processador digital de sinais DSP 56001 da Motorola, do controle vetorial com orientação direta e indireta do fluxo do rotor de um motor de indução trifásico. São apresentados resultados experimentais que ilustram o comportamento do controle implementado. A inclusão do controle PI de velocidade assim como, um estudo utilizando algoritmos genéticos e redes neurais artificiais, na estimação e atualização da constante de tempo elétrica do rotor, fazem parte também dos objetivos desta dissertação.

Abstract

In this work the digital implementation of a field rotor flux oriented based control of a squirrel cage induction motor, using a versatile Motorola 56001 digital signal processor is presented. Two methods of orientation are studied: the direct and indirect. The control system contains a PI speed controller. An introductory investigation of the use of Genetic Algorithms and Neural Networks in the estimate and updating of rotor electrical time constant are also presented.

CAPÍTULO 1

Introdução

Motivação

O surgimento da teoria do controle vetorial por orientação de campo (Blashke, [1]) provocou um grande impacto na área de acionamentos elétricos, principalmente no que diz respeito aos motores de indução. Isto porque permitiu que o motor de indução fosse controlado à semelhança dos motores de corrente contínua, com desempenho comparável o mesmo superior a estes últimos. Na atualidade, o controle vetorial de máquinas elétricas rotativas pode ser considerado como uma técnica clássica, já existindo implementações baseadas em ASIC.

O conhecimento e o domínio dos conceitos envolvidos nesta técnica de controle tornaram-se, então, obrigatórios aos engenheiros que trabalham na área de acionamentos elétricos. Dentro desta perspectiva é que se inserem os trabalhos desenvolvidos pelo laboratório de acionamentos da FEEC desde 1994 e, a presente dissertação representa a continuidade deste esforço.

Objetivos

Implementar um sistema digital de controle vetorial com orientação direta e indireta de fluxo de rotor de uma máquina de indução utilizando um processador digital de sinais (DSP). A inclusão do controle de velocidade, assim como a investigação da aplicação de técnicas inteligentes tais com redes neurais e algoritmos genéticos na estimação e atualização da constante de tempo elétrica do rotor, fazem parte também dos objetivos do presente estudo.

Organização do texto

No capítulo 2 são descritos os dois métodos de orientação de campo: o direto e o indireto. Para o controle indireto uma análise de sensibilidade aos parâmetros, principalmente à resistência de rotor, é apresentada. Para ilustrar o problema da variação de parâmetros no controle vetorial são apresentados alguns resultados de simulação.

No capítulo 3 são expostas duas abordagens para o problema da estimação e atualização da constante de tempo elétrica do rotor: uma que utiliza redes neurais e outra que se baseia no uso de algoritmos genéticos. Estas abordagens estão baseadas no efeito que a variação da constante de tempo elétrica do rotor provoca nos componentes das correntes efetivas e das correntes de comandos da máquina. Como verificação do potencial dessas duas abordagens são apresentados resultados de simulações computacionais.

O capítulo 4 contém uma descrição funcional dos principais blocos que constituem o sistema de controle implementado. A implementação é dividida em “software” e “hardware” esclarecendo em cada caso suas particularidades funcionais.

No capítulo 5, mostram-se resultados experimentais referentes ao desempenho do sistema de controle. Este capítulo está organizado em três partes fundamentais. A primeira, na qual são apresentadas as respostas das variáveis que caracterizam o comportamento do motor sob orientação indireta do fluxo de rotor, quando este operando em vazio assume, repentinamente, uma carga. Na segunda parte, são mostrados os resultados experimentais do motor sob controle direto por orientação do fluxo do rotor nas mesmas condições do controle indireto. Na terceira e última parte deste capítulo, são apresentados os efeitos da variação da resistência do rotor nas correntes de comando e nas efetivas bem como na velocidade do motor.

As conclusões sobre os resultados obtidos neste trabalho assim como os tópicos, que poderão ser objetos de futuros estudos, estão apresentados no capítulo 6.

O Apêndice A apresenta os parâmetros do motor de indução na implementação.

Capítulo 2

Técnica do Controle Vetorial por Orientação de Fluxo do Rotor Aplicada à Máquina de Indução

2.1 Introdução

Motores de indução têm sido amplamente utilizados em diversas aplicações industriais pelo fato de apresentar alta robustez, manutenção simples e baixo custo, quando comparados com outros motores elétricos. Nos últimos anos o uso dos motores de indução tem-se ampliado de forma significativa, principalmente na área dos acionamentos elétricos, graças ao surgimento do controle vetorial por orientação de fluxo que permitiu a substituição dos motores de corrente contínua antes preferidos pela simplicidade do seu controle. O controle vetorial por orientação do fluxo está fundamentado no conhecimento da posição espacial do vetor fluxo para o qual se deseja a orientação [2], isto é: fluxo de estator, de rotor ou de entreferro. Dependendo do método utilizado para a determinação da posição espacial do fluxo, a orientação pode ser classificada como direta ou indireta.

No caso da orientação indireta no fluxo do rotor, são utilizadas a velocidade do motor medida através de um “encoder”, a frequência angular de escorregamento estimada a partir das correntes do estator no sistema síncrono (i_{qs} e i_{ds}) e a constante de tempo elétrica do rotor. As vantagens deste método são a simplicidade da implementação e o desacoplamento entre os componentes do fluxo do rotor, fazendo com que o motor de indução tenha um desempenho igual ou superior ao motor de corrente contínua. Sua principal desvantagem reside na sua forte dependência da variação de seus parâmetros elétricos, em especial da constante de tempo elétrica do rotor. A velocidade e as correntes são consideradas como entradas do sistema de controle e desde que sejam medidas com boa precisão, o desempenho do sistema é somente sensível à variação da constante de tempo elétrica do rotor.

Na orientação direta podem ser utilizadas bobinas auxiliares [3,4,5] ou as medidas das grandezas terminais do motor [6,7], geralmente tensões e correntes do estator. Tem como atrativo a robustez, devido ao fato da posição do fluxo ser determinada a partir das tensões e correntes medidas, ao contrário do método indireto em que se usa um valor estimado do

escorregamento. Uma desvantagem do método direto é a sua complexidade na operação em baixas velocidades porque nesta região a força contraeletromotriz apresenta magnitudes comparáveis à queda de tensão na resistência de estator, como também pelas dificuldades inerentes do processo de integração dos sinais em baixa frequência.

Com o surgimento de inversores de potência que podem ser operados em altas frequências de chaveamento, assim como de dispositivos de processamento de sinais cada vez mais velozes e de maior capacidade de processamento (DSP's, microcontroladores), o controle por orientação de campo não somente tornou-se objeto de vários estudos como também recebeu um grande impulso na sua utilização em acionamentos industriais.

Este capítulo tem como objetivos apresentar de uma forma sintética a teoria da orientação do fluxo do rotor para a máquina de indução, bem como mostrar resultados de simulação computacional que ilustrem a operação da máquina sob controle vetorial.

2.2 Modelo dinâmico da máquina de indução

O modelo da máquina de indução trifásica com rotor gaiola de esquilo é representada no sistema de coordenadas d-q síncrono, através das seguintes equações [8]:

- equações de tensão do circuito de estator

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (2.1)$$

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p \lambda_{dr}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (2.2)$$

- equações de tensão no circuito do rotor

$$0 = v_{qr}^e = r_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \cdot \lambda_{dr}^e \quad (2.3)$$

$$0 = v_{dr}^e = r_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \cdot \lambda_{qr}^e \quad (2.4)$$

nas quais p é o operador derivador.

- equações dos fluxos concatenados pelas bobinas de estator e de rotor

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (2.5)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (2.6)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e \quad (2.7)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e \quad (2.8)$$

- conjugado eletromagnético gerado é

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\bar{\lambda}_{dqr} \times \bar{I}_{dqs}) \quad (2.9)$$

na qual P é o número de pólos, $\bar{\lambda}_{dqr}$ é o vetor fluxo de rotor e \bar{I}_{dqs} é o vetor corrente de estator.

2.3 Controle vetorial indireto orientado no fluxo do rotor

O princípio da orientação no fluxo do rotor consiste em alinhar o fluxo do rotor segundo o eixo direto (d) do sistema de referência, cuja velocidade instantânea deve ser a mesma do fluxo do rotor. Desta forma o vetor fluxo do rotor visto anteriormente é dado por:

$$\bar{\lambda}_{dqr} = \lambda_{dr}^e + j0. \quad (2.10)$$

A partir da equação (2.10) deriva-se um conjunto de importantes relações entre as variáveis que descrevem o motor sob controle vetorial com orientação no fluxo do rotor [9]:

- considerando $\lambda_{qr}^e = 0$ em (2.4), explicitando a corrente i_{dr}^e e substituindo-a em (2.8) obtém-se a equação para o fluxo do rotor:

$$\lambda_{dr}^e = i_{ds}^e \frac{L_m}{\left(1 + p \frac{L_r}{r_r}\right)} \quad (2.11)$$

que em condições de regime é expressa como

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e. \quad (2.11a)$$

- considerando $\lambda_{qr}^e = 0$ em (2.9) obtém-se a expressão do conjugado eletromagnético:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e) \quad (2.12)$$

- considerando $\lambda_{qr}^e = 0$ em (2.7) obtém-se a relação entre os componentes em quadratura das correntes de estator e de rotor isto é,

$$i_{qr}^e = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (2.13)$$

e que substituída em (2.3) fornece a expressão da frequência de escorregamento ω_{sl} :

$$s\omega_e = \omega_{sl} = \frac{r_r}{L_r} \frac{L_m}{\lambda_{dr}^e} i_{qs}^e = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (2.14)$$

na qual $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ e τ_r é a constante de tempo elétrica do rotor.

O ângulo elétrico que é utilizado na transformação das correntes de estator definidas no sistema síncrono (onde são gerados os comandos do controle) para o sistema estacionário é determinado a partir da seguinte expressão:

$$\theta_e = \int \omega_r dt + \int \omega_{sl} dt. \quad (2.15)$$

As equações (2.11) – (2.14) são válidas somente quando é satisfeita a condição de orientação, isto é $\lambda_{qr}^e = 0$. A partir das mesmas pode-se afirmar que:

- O fluxo do rotor só depende do componente segundo o eixo direto da corrente de estator e apresenta característica de atraso, dada pela constante de tempo elétrica do rotor, conforme

expressão (2.11). O controle pode operar em duas condições: sob condição de fluxo nominal (i_{ds}^e nominal) ou em regiões de altas velocidade nas quais é necessário o enfraquecimento de campo ($i_{ds}^e < i_{ds}^e$ nominal).

- O conjugado eletromagnético apresenta uma dependência linear como o componente em quadratura da corrente de estator e com o vetor fluxo do rotor, conforme expressão (2.12).
- A frequência de escorregamento necessária para obter o alinhamento expresso pela equação (2.11) é função linear do componente em quadratura da corrente de estator e do inverso do vetor fluxo do rotor, conforme expressão (2.14).

A Figura 2.1 apresenta um diagrama geral de blocos ilustrando a estrutura do controle orientado de forma indireta no fluxo do rotor.

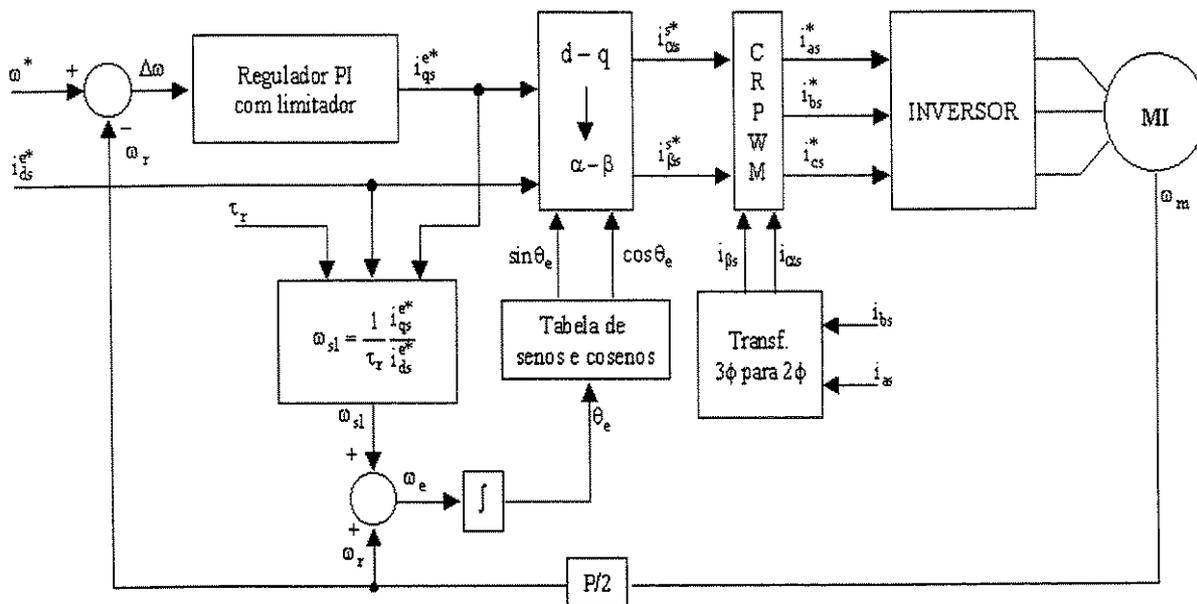


Figura 2.1. Estrutura típica do controle vetorial indireto orientado no fluxo do rotor.

É interessante escrever a equação do conjugado eletromagnético em função da frequência de escorregamento. Substituindo-se (2.11a) e (2.14) em (2.12) obtém-se

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{(\lambda_{dr}^e)^2}{r_r} \omega_{sl} \tag{2.16}$$

ou seja, dado um determinado valor de fluxo de rotor, o controle por orientação estabelece uma dependência linear entre o conjugado eletromagnético e a frequência de escorregamento. Por este fato, alguns autores referem-se ao controle vetorial indireto por orientação no fluxo do rotor como um controle, primariamente, da frequência de escorregamento. Esta linearidade entre o conjugado e a frequência de escorregamento está ilustrada na figura 2.2, com as características parametrizadas pelo fluxo do rotor λ_{dr} ($\lambda_{dr3} > \lambda_{dr2} > \lambda_{dr1}$), fazendo com que exista uma alteração do coeficiente angular ou inclinação das características $T - \omega_{sl}$.

De acordo com as equações (2.11) e (2.13) podemos ilustrar a operação em regime permanente do motor de indução sob orientação do fluxo do rotor através da figura 2.3, na qual fica claro que alterações no componente em quadratura da corrente de estator (i_{qs}) não

afetam o do fluxo do rotor. Apenas variações no componente (i_{ds}) alteram o valor do fluxo e por esse fato é que dissemos que há um desacoplamento no controle vetorial por orientação no fluxo do rotor. É importante ressaltar que não estão sendo consideradas as variações nos parâmetros da máquina; este item será analisado na seção 2.5 deste mesmo capítulo.

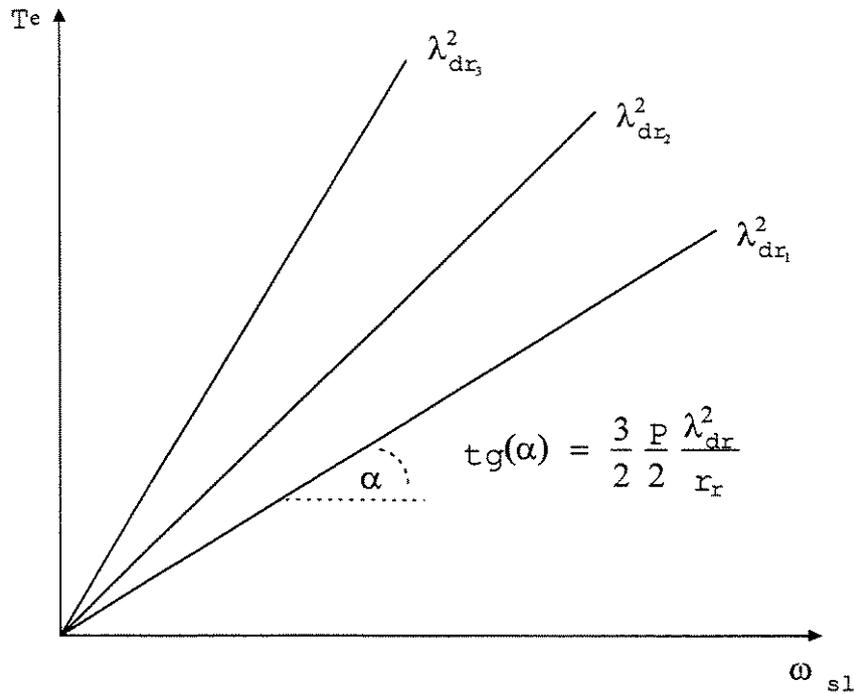


Figura 2.2. Características conjugado - frequência de escorregamento, no controle por orientação no fluxo do rotor.

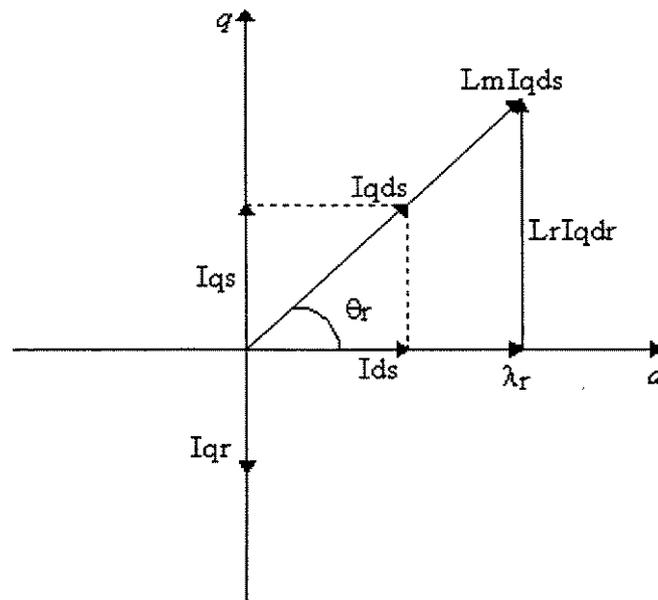


Figura 2.3 Diagrama vetorial do motor de indução orientado no fluxo do rotor

2.4 Controle vetorial direto orientado no fluxo do rotor

Um das formas de implementar o controle direto orientado no fluxo do rotor é a utilização das grandezas terminais do estator do motor, isto é, tensões e correntes. A figura 2.4 apresenta uma das estruturas típicas para o controle vetorial direto orientado no fluxo do rotor, utilizando estimador do fluxo do rotor e regulador de velocidade.

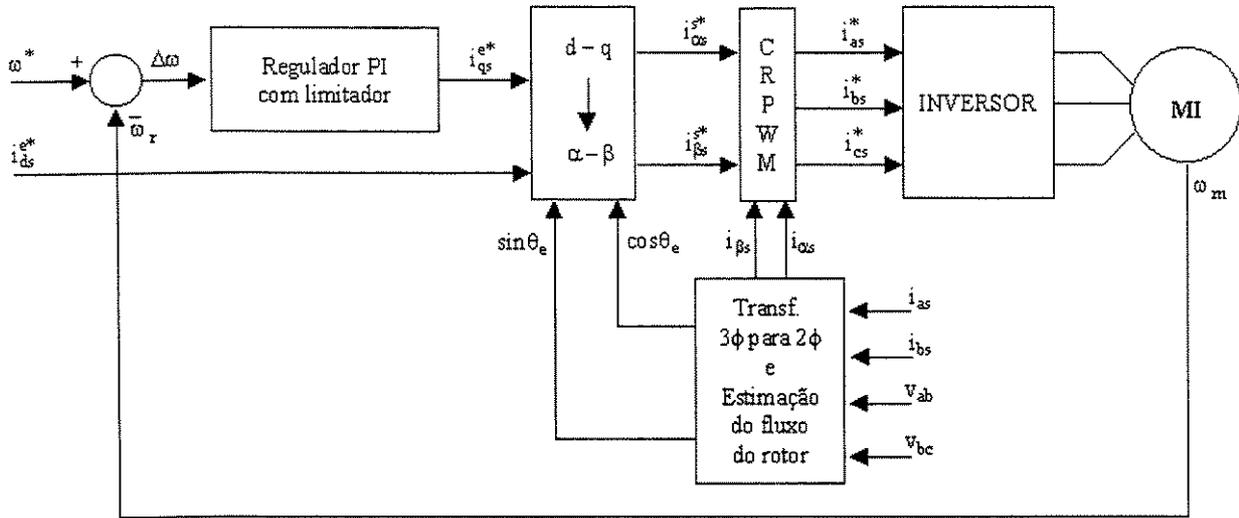


Figura 2.4. Estrutura típica do controle vetorial direto orientado no fluxo do rotor

Neste sistema, o fluxo do rotor é obtido a partir das tensões terminais e as correntes das fases da máquina de indução. As seguintes equações descrevem a obtenção do fluxo do rotor, a partir do fluxo de estator, no sistema de referência estacionário (α - β) [7]:

- Equações para o fluxo de estator:

$$\lambda_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) dt \tag{2.17}$$

$$\lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) dt, \tag{2.18}$$

nas quais r_s é a resistência do estator

- Equações para o fluxo do rotor:

$$\lambda_{\alpha r} = \lambda_{\alpha s} - \sigma L_s i_{\alpha s} \tag{2.19}$$

$$\lambda_{\beta r} = \lambda_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s} \tag{2.20}$$

nas quais σ é o fator de dispersão expresso por:

$$\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right). \tag{2.21}$$

A magnitude do fluxo do rotor no sistema estacionário assim como a sua respectiva posição angular, que são utilizadas para realizar a transformação das variáveis do sistema síncrono para o sistema estacionário, são:

$$|\lambda_r| = \sqrt{\lambda_{\alpha r}^2 + \lambda_{\beta r}^2} \quad (2.22)$$

$$\cos \theta_f = \frac{\lambda_{\alpha r}}{|\lambda_r|} \quad (2.23)$$

$$\sin \theta_f = \frac{\lambda_{\beta r}}{|\lambda_r|} \quad (2.24)$$

De acordo com as equações (2.17) e (2.18) a estimação do fluxo de estator depende do conhecimento da resistência do estator. Exceto para frequências muito baixas (da ordem de alguns hertz), o efeito da resistência do estator pode ser desprezado quando comparado com força eletromotriz da máquina de indução.

O fluxo do rotor considerado nas equações (2.19) e (2.20) depende do fator de dispersão σ que varia com a frequência elétrica da máquina, sendo considerável esta variação nos motores com rotor de ranhuras fechadas. No nosso caso, em que o motor apresenta as ranhuras do rotor abertas, desprezaremos esta variação.

Explicitando as correntes do rotor, definidas pelas equações (2.7) e (2.8), em função do fluxo do rotor e das correntes de estator obtemos

$$i_{qr}^e = \frac{1}{L_r} (\lambda_{qr}^e - L_m i_{qs}^e) \quad (2.25)$$

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} (\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e), \quad (2.26)$$

que substituídas nas equações (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6) resultam após algumas manipulações algébricas resultam nas seguintes expressões que descrevem o comportamento do controle vetorial sob orientação do fluxo do rotor:

$$(1 + p\tau_r)\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + \omega_{sl}\tau_r\lambda_{qr}^e \quad (2.27)$$

$$(1 + p\tau_r)\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e - \omega_{sl}\tau_r\lambda_{dr}^e \quad (2.28)$$

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e) \quad (2.29)$$

$$\lambda_{qr}^e = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs}^e - \sigma L_s i_{qs}^e). \quad (2.30)$$

Resultados de simulações computacionais dos métodos de controle vetorial indireto e direto sob o fluxo do rotor são apresentadas nas figuras 2.5 e 2.6, e mostram a equivalência entre estes dois métodos, pois apresentam os mesmos resultados. Deve ser salientado mais uma vez que não estamos considerando variações dos parâmetros elétricos da máquina de indução. Os resultados das simulações referem-se ao motor de nosso laboratório e foram obtidos com o auxílio das ferramentas Matlab e Simulink da MathWorks [10,11,12] conforme o esquema de Wade [13].

Nestas simulações o motor foi submetido a um degrau de carga com o objetivo de se observar o comportamento dos componentes das correntes de comando e das correntes efetivas. No caso do método indireto, os resultados colocados na figura 2.5, mostram que as correntes efetivas (i_{ds}^e, i_{qs}^e) seguem exatamente o comportamento daquelas de comando (i_{ds}^{e*}, i_{qs}^{e*}). Vale a pena ressaltar que as correntes efetivas são calculadas a partir do estimador de fluxo analisado no método direto, equações (2.17) – (2.20). Verifica-se também que o componente efetivo da corrente segundo o eixo direto manteve-se constante, a despeito da variação do componente efetivo da corrente segundo o eixo em quadratura, caracterizando o desacoplamento entre estas variáveis.

Uma análise similar pode ser feita para o caso do método direto a partir da análise do comportamento do fluxo do rotor. A figura 2.6 mostra o comportamento dos fluxos nos sistemas síncrono (d-q) e estacionário (α - β). Observa-se, que mesmo depois da aplicação de um conjugado de carga no motor, o fluxo do rotor mantém-se constante nos dois sistemas de referência, indicando, então, que existe um desacoplamento entre os componentes de fluxo e o conjugado como era de se esperar a partir da análise feita anteriormente.

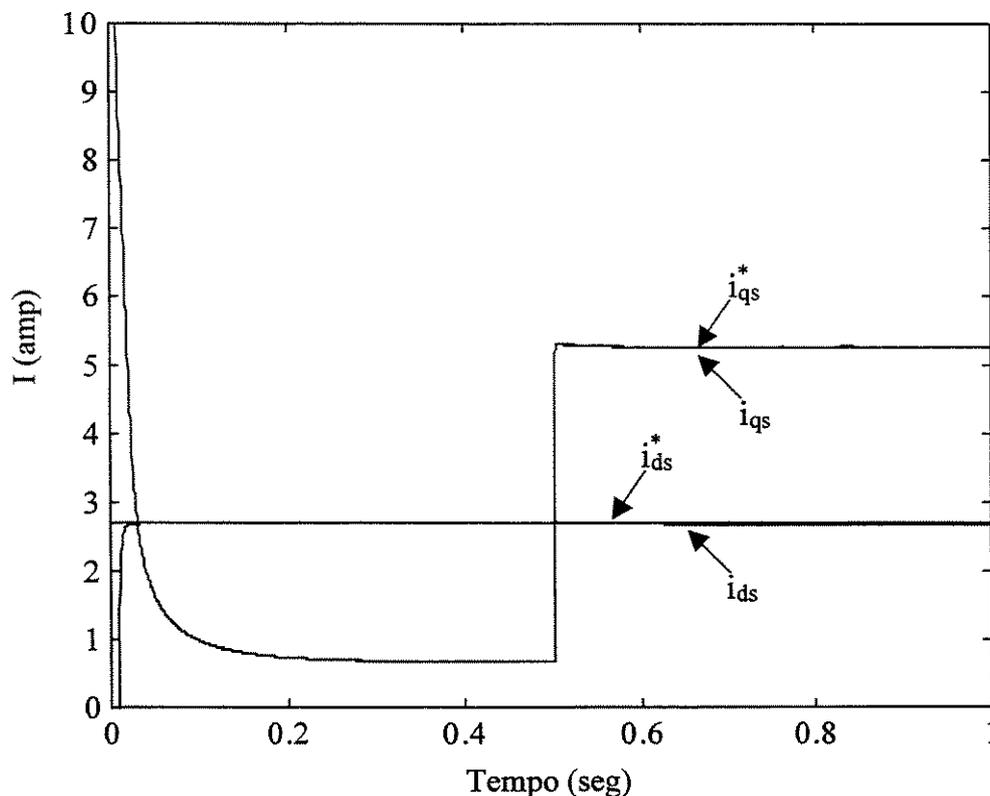


Figura 2.5. Correntes de comando (*) e reais da máquina sob controle vetorial orientado no fluxo do rotor.

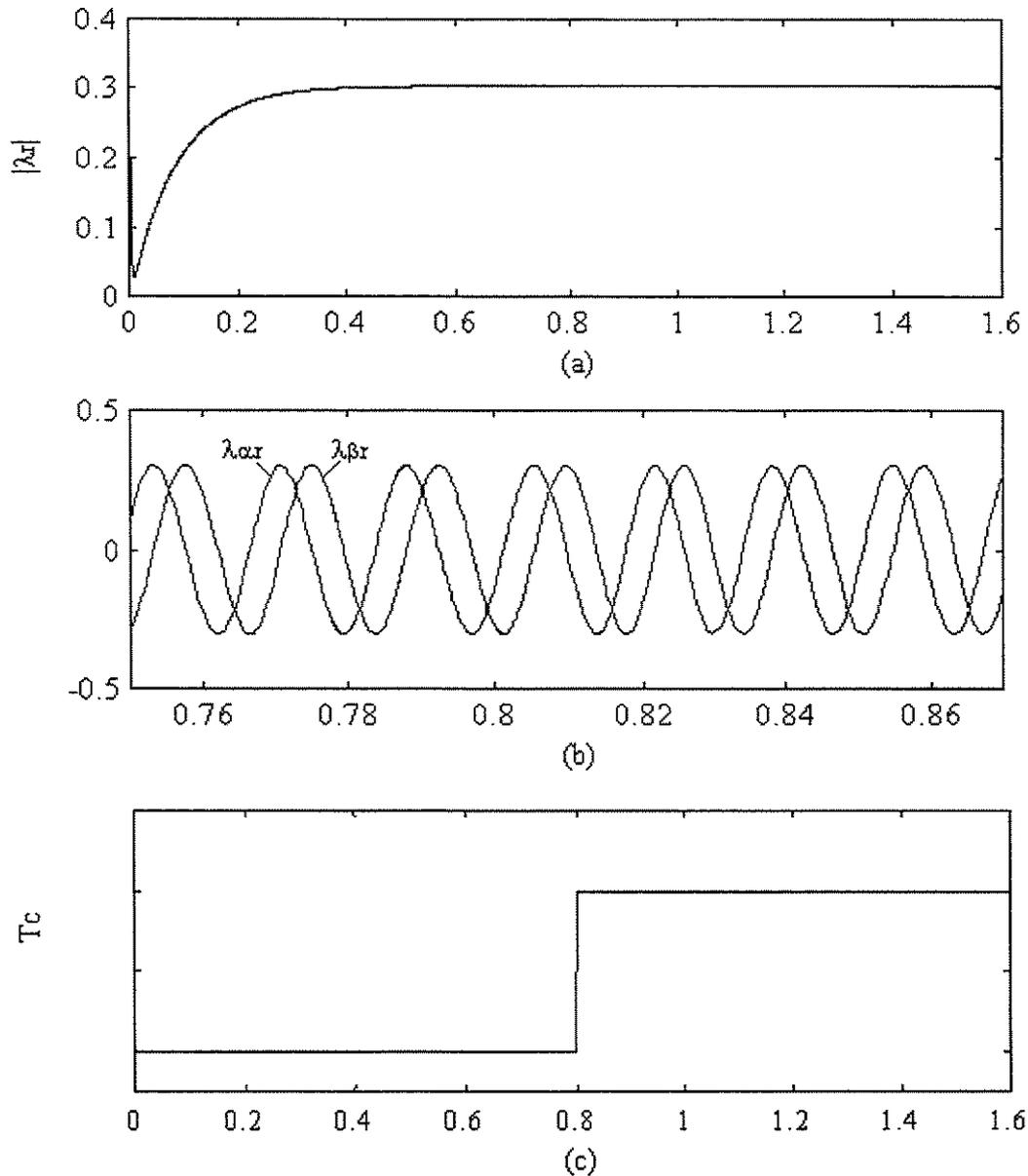


Figura 2.6. Comportamento dos fluxos nos sistemas d-q (a) e α - β (b), perante aplicação de um degrau de carga (c)

2.5 Sensibilidade aos parâmetros

As equações (2.11), (2.12) e (2.14) obtidas no método indireto de orientação no fluxo do rotor, para fluxo do rotor, conjugado eletromagnético e frequência de escorregamento, respectivamente, indicam a dependência deste método da variação dos parâmetros da máquina de indução. Por exemplo, se o valor de comando da frequência de escorregamento definido pela equação (2.14) difere do real, a condição expressa na equação (2.11) deixa de ser válida, significando isto que o fluxo do rotor não estará mais alinhado com o eixo direto. Desta forma, haverá o acoplamento entre as variáveis de controle e, por conseqüência, a deterioração da dinâmica do mesmo.

Os parâmetros da máquina mudam com a temperatura de trabalho, saturação magnética e com a frequência elétrica das correntes, sendo mais afetadas a resistência do rotor e a indutância de magnetização. A temperatura do rotor pode atingir valores de até 150 °C, provocando um aumento na resistência do rotor de até 50% no seu valor nominal. O efeito da saturação magnética na indutância de magnetização pode diminuir o seu valor para até 80% do seu valor nominal. A partir de estudos, Krishnan, Doran et al [14] mostram que os limites superior e inferior para a variação da constante de tempo elétrica do rotor τ_r em relação ao seu valor nominal τ_r^* são, tipicamente, para variações na resistência de rotor,

$$0.5 < \frac{\tau_r}{\tau_r^*} < 1.5 \quad (2.31)$$

e, para o caso de alteração da indutância de magnetização, tem se que

$$0.8 < \frac{\tau_r}{\tau_r^*} < 1.2. \quad (2.32)$$

A equação (2.14) indica que o valor de comando da frequência de escorregamento, que garante o desacoplamento, depende do valor exato da constante de tempo elétrica do rotor. No controle indireto por orientação do fluxo do rotor, as variáveis independentes são as correntes de estator e a frequência de escorregamento e um erro no cálculo desta última, leva a uma determinação incorreta da posição espacial do fluxo do rotor, prejudicando as respostas transitória e de regime permanente.

2.5.1 Influência da variação da constante de tempo do rotor nas características de regime do fluxo do rotor

A partir das equações de tensão do rotor (2.3) e (2.4) pode-se escrever para a máquina operando em regime permanente ($p = 0$), que as correntes do rotor em função da frequência de escorregamento são dadas por:

$$i_{qr}^e = -\frac{\lambda_{dr}^e}{r_r} \omega_{sl} \quad (2.33)$$

$$i_{dr}^e = -\frac{\lambda_{qr}^e}{r_r} \omega_{sl}. \quad (2.34)$$

Substituindo-se (2.33) e (2.34) em (2.7) e (2.8) obtém-se o seguinte sistema de equações para os componentes do vetor fluxo de rotor:

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e - \tau_r \lambda_{dr}^e \omega_{sl} \quad (2.35)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e - \tau_r \lambda_{qr}^e \omega_{sl} \quad (2.36)$$

que combinadas convenientemente, resultam nas expressões de fluxo de rotor em função das correntes de estator e frequência de escorregamento:

$$\lambda_{qr}^e = \frac{L_m i_{qs}^e - \tau_r L_m \omega_{sl} i_{ds}^e}{1 + (\tau_r \omega_{sl})^2} \quad (2.37)$$

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_m i_{qs}^e + \tau_r L_m \omega_{sl} i_{ds}^e}{1 + (\tau_r \omega_{sl})^2} \quad (2.38)$$

A partir dos componentes do fluxo do rotor nos eixos d e q é possível expressar o módulo deste como

$$\left| \bar{\lambda}_{dqr}^e \right| = \sqrt{(\lambda_{qr}^e)^2 + (\lambda_{dr}^e)^2} \quad (2.39)$$

e que substituídas nas equações (2.37), (2.38) resulta na expressão geral da magnitude do fluxo do rotor em função das correntes do estator e da frequência de escorregamento:

$$\left| \bar{\lambda}_{dqr}^e \right| = \frac{L_m r_r}{\sqrt{r_r^2 + (L_r \omega_{sl})^2}} \left| \bar{i}_{dqs}^e \right|. \quad (2.40)$$

Definindo o grau de desacoplamento por

$$\gamma = \frac{\tau_r}{\tau_r^*}, \quad (2.41)$$

a frequência de escorregamento é dada por:

$$\omega_{sl} = \frac{\gamma i_{qs}^e}{\tau_r i_{ds}^e}. \quad (2.42)$$

A expressão do fluxo do rotor em função do grau de desacoplamento e da frequência de escorregamento pode ser obtida substituindo a equação (2.42) na expressão geral do fluxo, (2.40), resultando em:

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\tau_r \omega_{sl}}{\gamma} \right)^2}}{\sqrt{1 + (\tau_r \omega_{sl})^2}}. \quad (2.43)$$

A partir desta equação podemos extrair algumas conclusões importantes:

- O fluxo de rotor de eixo direto, no caso da existência de um acoplamento, depende da frequência de escorregamento e do grau de desacoplamento γ , ao contrário do caso ideal no qual esses termos não estão presentes, como pode ser observado na expressão (2.11a).
- Para os casos em que a frequência de escorregamento no controle é menor que a real, o coeficiente γ é menor que a unidade e, conseqüentemente, o valor do fluxo do rotor aumenta em relação àquele valor correspondente ao caso ideal. No caso em que $\gamma > 1$, o valor de regime do fluxo do rotor é menor que o obtido quando o controle está perfeitamente desacoplado.

- Como consequência do que foi discutido no tópico anterior, os valores incorretos do fluxo de rotor refletem no valor do conjugado eletromagnético gerado.

Os resultados de simulação colocados na figura 2.7 mostram o comportamento do fluxo do rotor tomando como base a equação (2.43), quando o motor é submetido a um degrau de carga e opera sob a hipótese de variação de constante de tempo elétrica do rotor. Como pode ser verificado, a existência de um acoplamento leva a uma variação indesejável no fluxo do rotor.

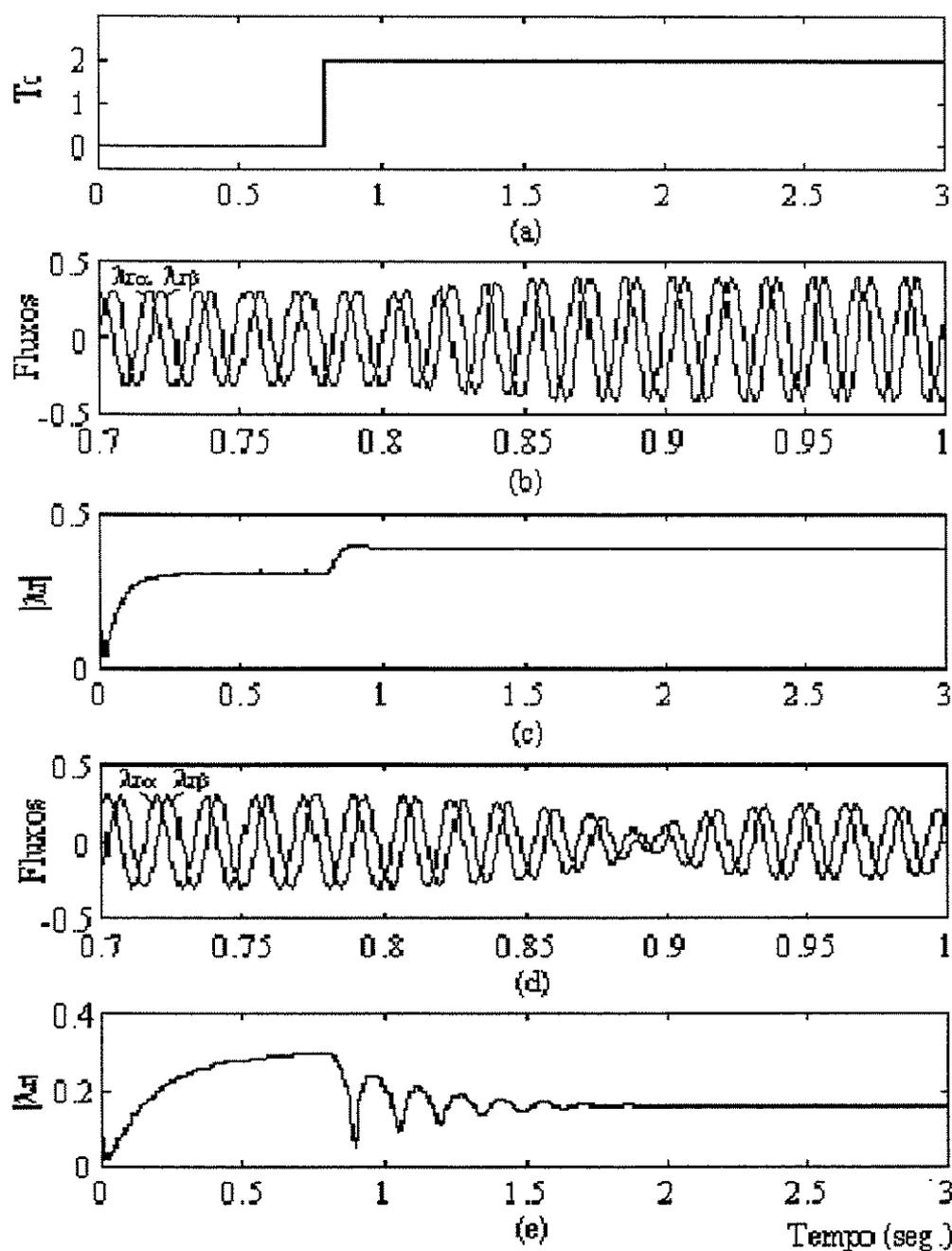


Figura 2.7. Comportamento do fluxo do rotor nos sistemas síncronos e estacionário ante um degrau de carga (a), com fator de acoplamento γ menor que a unidade, $\gamma = 0.5$ itens (b) e (c) e com fator de acoplamento γ maior que a unidade, $\gamma = 1.5$, itens (d) e (e).

2.5.2 Influência da variação da constante de tempo do rotor nas características de regime do conjugado eletromagnético

Substituindo as expressões (2.37) e (2.38) na equação fundamental do torque (2.9), obtemos a expressão geral do conjugado eletromagnético em função da frequência de escorregamento e da magnitude do vetor corrente de estator \bar{I}_{qds}

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \left| \bar{I}_{dqs} \right|^2 \frac{\tau_r \omega_{sl}}{1 + (\tau_r \omega_{sl})^2} \quad (2.44)$$

que é uma expressão geral, pois estabelece a relação entre o conjugado produzido e as variáveis correntes de estator e frequência de escorregamento, independentemente do método de controle utilizado.

Substituindo as expressões (2.41) e (2.42) em (2.44), obtemos a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético da máquina em função da frequência de escorregamento :

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{r_r} \left(i_{ds}^e \right)^2 \omega_{sl} \left(\frac{\gamma^2 + (\tau_r \omega_{sl})^2}{\gamma^2 + (\gamma \tau_r \omega_{sl})^2} \right) \quad (2.45)$$

Para a situação de desacoplamento ideal, $\gamma = 1$, a expressão (2.45) coincide com aquela obtida para o caso de orientação perfeita (2.16), na qual existe uma relação linear entre o conjugado eletromagnético T_e e a frequência de escorregamento ω_{sl} . No caso geral em que $\gamma \neq 1$, o conjugado apresenta uma relação não linear com γ e ω_{sl} como indicado pelo termo entre parênteses da expressão (2.45).

A partir da expressão (2.9) verifica-se que o conjugado é proporcional ao produto vetorial dos vetores fluxos do rotor e corrente de estator. Devemos, então, considerar o ângulo espacial entre estes dois vetores. Este ângulo é também conhecido como ângulo de impedância do rotor. Nordin et al [15] mostram que embora a amplitude do fluxo do rotor aumente na condição de $\gamma < 1$, o ângulo de impedância do rotor diminui e o seno deste também. A diminuição deste ângulo de impedância é maior que o aumento na magnitude do fluxo do rotor e, como conseqüência, o valor do conjugado eletromagnético em regime é menor do que aquele correspondente ao desacoplamento perfeito. Se $\gamma > 1$, foi comentado que o fluxo do rotor diminui, mas por outra parte ocorre um incremento do ângulo de impedância e conseqüentemente do seno do mesmo. Para esta condição, a diminuição no fluxo do rotor é maior que o aumento no ângulo e por conseguinte o conjugado eletromagnético diminui novamente em relação ao caso de desacoplamento ideal. Podemos concluir que a existência de um fator de desacoplamento diferente da unidade provoca uma diminuição do conjugado gerado pela máquina. Ainda neste trabalho Nordin mostra que a análise dos efeitos do acoplamento no valor do conjugado eletromagnético não pode ser realizada sem considerar a magnitude da potência nominal dos motores: à medida em que se têm motores de grande potência, ocorre um aumento da respectiva indutância de magnetização, fazendo com que existam faixas de aumento de conjugado em relação ao esperado, quando $\gamma < 1$. No trabalho de Lipo esta comparação é feita para motores de indução de 1 a 100 HP [4].

2.5.3 Influência da variação da constante de tempo do rotor nas características de regime das correntes síncronas efetivas da máquina de indução

Na figura 2.8 é ilustrado o posicionamento espacial mantido entre os vetores da corrente de estator $\bar{I}_s^e = i_{ds}^e \cdot \bar{d}^e + i_{qs}^e \cdot \bar{q}^e$ e do fluxo do rotor $\bar{\lambda}_r^e$, onde é definido o ângulo de conjugado θ^* [16].

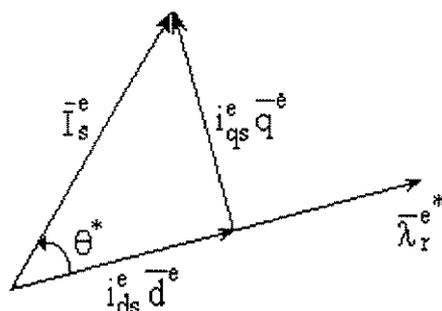


Figura 2.8. Posicionamento espacial dos vetores de correntes de estator e fluxo de rotor

Por inspeção da figura 2.8 e considerando os parâmetros da máquina constantes, em especial o τ_r , deriva-se um conjunto de relações em função do ângulo de conjugado:

$$\tan \theta^* = \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (2.46)$$

que substituída em (2.14) torna-se:

$$\tan \theta^* = \tau_r^* \omega_{sl}^*, \quad (2.47)$$

e que, por sua vez, substituída na expressão do conjugado geral expressão (2.39), resulta finalmente no conjugado de comando dado por:

$$T_e^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \left| \bar{I}_{dqs}^e \right|^2 \frac{\tau_r^* \omega_{sl}^*}{1 + (\tau_r^* \omega_{sl}^*)^2}. \quad (2.48)$$

Levando em consideração que

$$\left| \bar{I}_{dqs}^e \right| = \sqrt{(i_{qs}^e)^2 + (i_{ds}^e)^2} \quad (2.49)$$

e substituindo na expressão geral do conjugado, equação (2.48), de maneira independente, as equações (2.46), (2.47) e (2.49) e após algumas transformações convenientes, obtém-se as seguintes expressões para o conjugado eletromagnético em função das correntes de comando geradas pelo controle:

$$T_e^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \frac{(i_{qs}^e)^2}{(\tau_r^* \omega_{sl}^*)^2} \quad (2.50)$$

$$T_e^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} (i_{ds}^{e*})^2 (\tau_r^* \omega_{sl}^*) \quad (2.51)$$

Levando em consideração a variação da constante de tempo elétrica do rotor, isto é $\gamma \neq 1$, a expressão para ângulo do conjugado, expressão (2.46) é escrita como:

$$\tan \theta = \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} = \omega_{sl}^* \tau_r \quad (2.52)$$

que substituída na expressão geral do conjugado resulta em:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \left| \bar{i}_{dqse} \right|^2 \frac{\tau_r \omega_{sl}^*}{1 + (\tau_r \omega_{sl}^*)^2}. \quad (2.53)$$

Substituindo as expressões (2.49) e (2.52), de maneira independente, na expressão (2.53) e após algumas transformações, obtém-se a expressão do conjugado eletromagnético em função dos componentes das correntes efetivas do motor:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \frac{(i_{qs}^e)^2}{(\omega_{sl}^* \tau_r)^2} \quad (2.54)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} (i_{ds}^e)^2 (\omega_{sl}^* \tau_r) \quad (2.55)$$

A razão entre os conjugados efetivo e de comando, gerado pelo controle, equações (2.48) e (2.53), é expressa na forma [16]:

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \left[\begin{array}{c} \tau_r \\ \tau_r^* \end{array} \right] \cdot \left[\frac{1 + (\omega_{sl}^* \tau_r^*)^2}{1 + (\omega_{sl}^* \tau_r)^2} \right]. \quad (2.56)$$

Para determinar a relação entre os componentes das correntes efetivas do motor e as correspondentes de comando, devemos determinar a razão entre os conjugados efetivo e de comando, expressa em função destes componentes. Tomando a razão entre as expressões (2.50) e (2.54) e substituindo em (2.56) obtém-se a relação entre os componentes de eixo em quadratura comandado e efetivo:

$$i_{qs}^e = i_{qs}^{e*} \frac{\left(\frac{\tau_r}{\tau_r^*} \right) \sqrt{1 + \left(\frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\tau_r}{\tau_r^*} \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right)^2}} = i_{qs}^{e*} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right)^2}}{\sqrt{\frac{1}{\gamma^2} + \left(\frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right)^2}}. \quad (2.57)$$

Com um procedimento semelhante para os componentes de eixo direto, isto é, tomando a razão entre as expressões (2.51) e (2.55) e substituindo em (2.56) obtém-se:

$$i_{ds}^e = i_{ds}^{e*} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\tau_r i_{qs}^{e*}}{\tau_r^* i_{ds}^{e*}}\right)^2}} = i_{ds}^{e*} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\gamma \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}\right)^2}} \quad (2.58)$$

Portanto, a partir das expressões (2.57) e (2.58) verificamos a influência do fator de desacoplamento no comportamento dos componentes das correntes do estator comandadas e efetivas:

- Se $\gamma = 1$, o controle está perfeitamente desacoplado, as correntes efetivas do motor no sistema síncrono coincidem com as correntes de comando geradas pelo controle, como pode ser observado na figura 2.9;
- Se $\gamma < 1$, o componente de eixo direto de comando é menor do que o seu correspondente efetivo, enquanto para o eixo em quadratura o componente da corrente de comando é maior do que o seu correspondente efetivo, como mostrado na figura 2.10.
- Se $\gamma > 1$, o componente de eixo direto de comando é maior do que o seu correspondente efetivo, enquanto para o eixo em quadratura o componente da corrente de comando é menor do que o seu correspondente efetivo, como mostrado na figura 2.11.

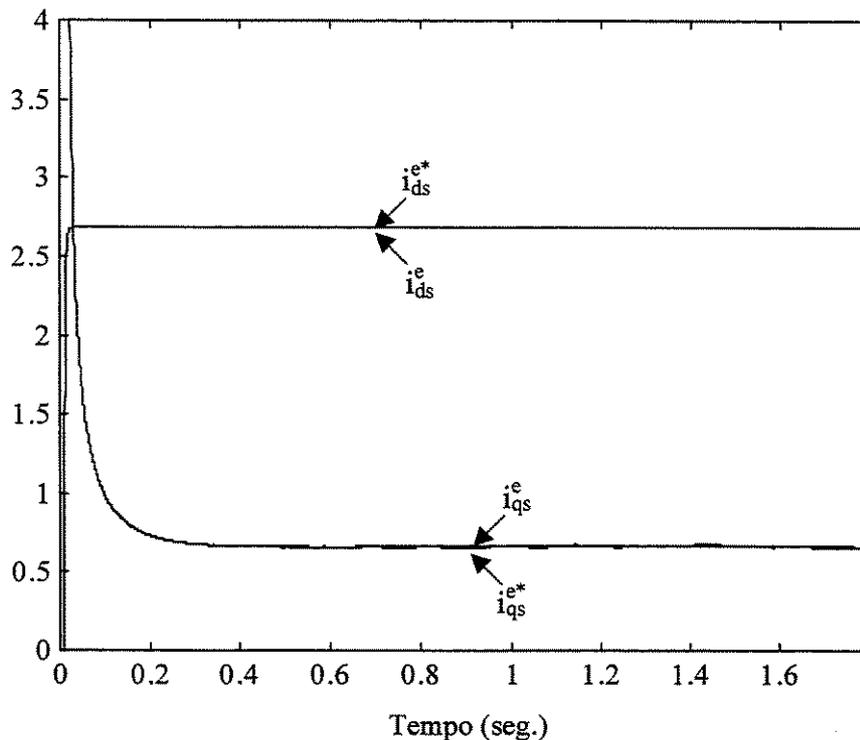


Figura 2.9. Correntes de comando e efetivas do motor no sistema síncrono (d-q) no controle vetorial orientado no fluxo do rotor com $\gamma=1$.

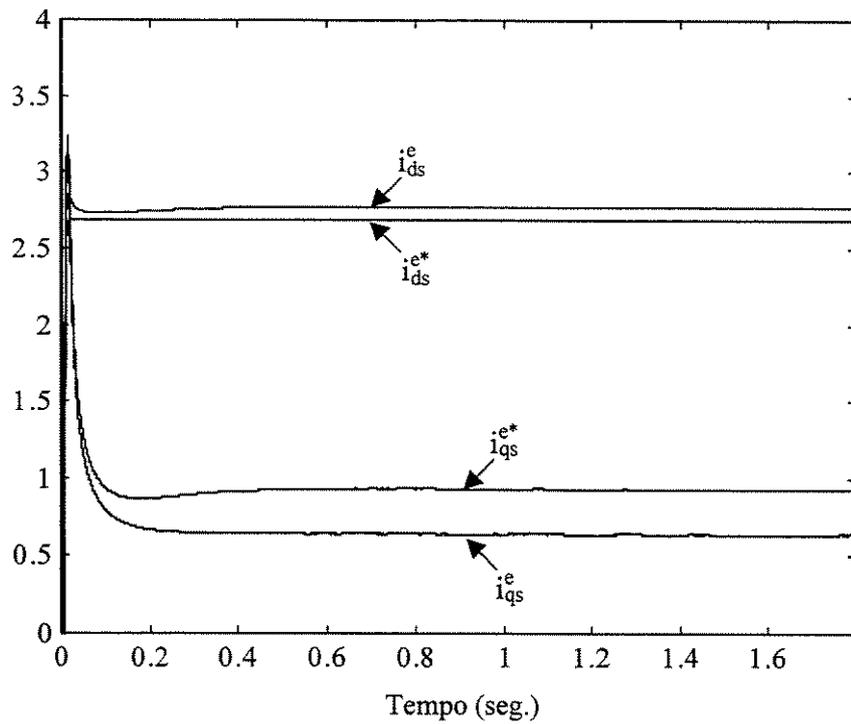


Figura 2.10. Correntes de comando e efetivas do motor no sistema síncrono (d-q) no controle vetorial orientado no fluxo do rotor com $\gamma < 1$.

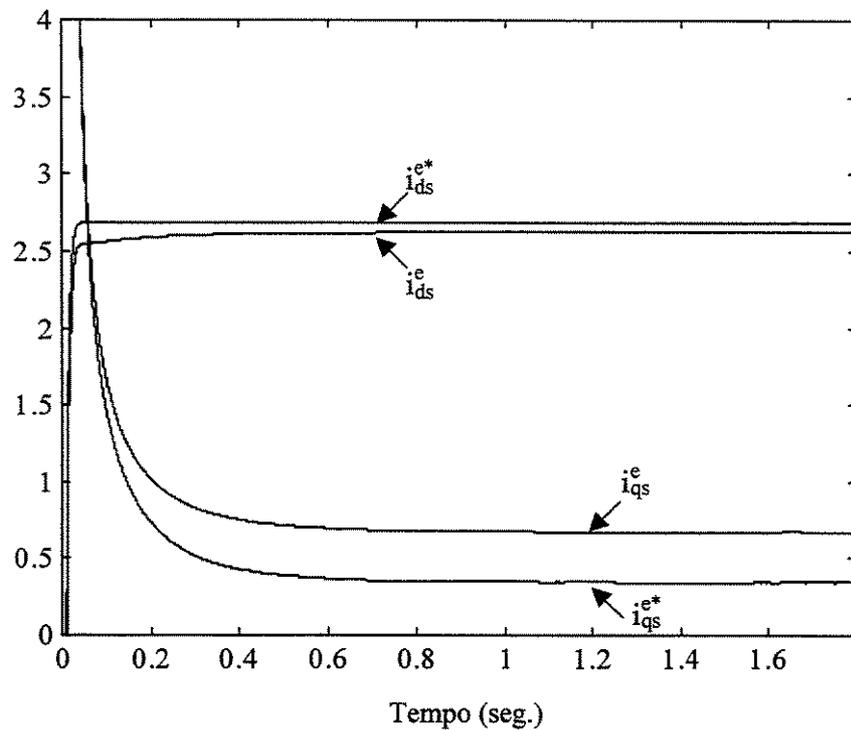


Figura 2.11 Correntes de comando e efetivas no sistema síncrono (d-q) no controle vetorial orientado no fluxo do rotor com $\gamma > 1$.

2.5.4 Características de resposta de velocidade em função do grau de desacoplamento do controle vetorial indireto.

Como visto anteriormente, o grau de desacoplamento do controle vetorial modifica as características de fluxo e conjugado eletromagnético da máquina. Como a velocidade está relacionada com os conjugados eletromagnético e da carga, é necessário analisar a resposta de velocidade quando há perda da condição de desacoplamento ideal. Para estudar as características da resposta de velocidade diante das variações no grau de desacoplamento no controle, adotaremos para a máquina o modelo apresentado por Wade et al [13].

Para estudar a influência do fator de desacoplamento γ , geralmente são feitos testes de reversão nas respostas de velocidades do motor. Para realizar estes testes é utilizado um esquema como mostrado na figura 2.12, no qual a máquina é submetida a uma entrada em forma de degrau do componente em quadratura da corrente de estator (i_{qs}^*). Comparando este esquema com aquele mostrado na figura 2.1, observamos que o mesmo não apresenta a malha de velocidade operada pelo controlador PI. Com isto a corrente (i_{qs}) produzida não é corrigida pelo erro de velocidade.

Na figura 2.13 são apresentadas as simulações dos transitórios de velocidade para diferentes valores do fator de desacoplamento: 0.5, 1 e 1.5. Como pode ser observado, se a frequência de escorregamento gerada pelo controlador estiver errada, a resposta de velocidade transitória da máquina apresentará uma característica não linear. A inclinação desta resposta, no início do processo, é inferior aquela do caso ideal ($\gamma = 1$), quando o valor do escorregamento gerado é maior que o efetivo isto é, $\gamma < 1$. No caso em que o escorregamento gerado é menor que o efetivo, isto é $\gamma > 1$, ocorre o efeito contrário. A obtenção destes perfis de velocidades baseia-se na hipótese de que o motor opere com cargas leves no seu eixo. Se a máquina estiver operando com grandes cargas, a fricção e as características inerciais da carga devem ser consideradas no modelo

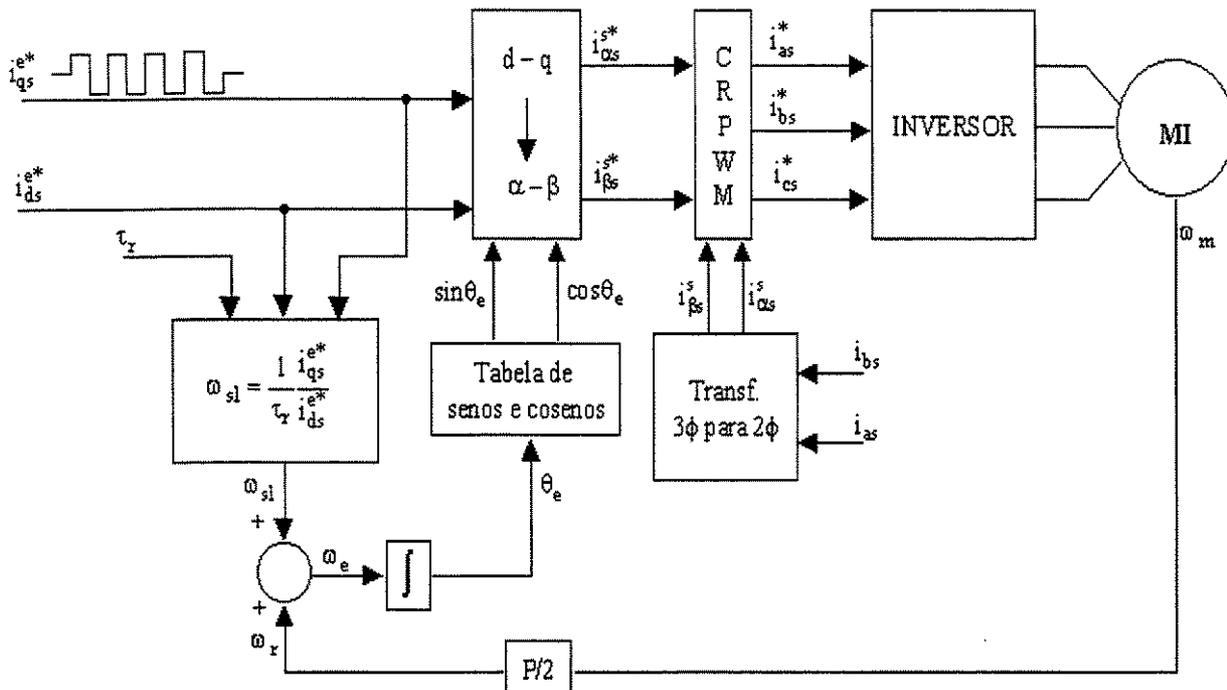


Figura 2.12. Diagrama de blocos utilizado nos teste de reversão de velocidade.

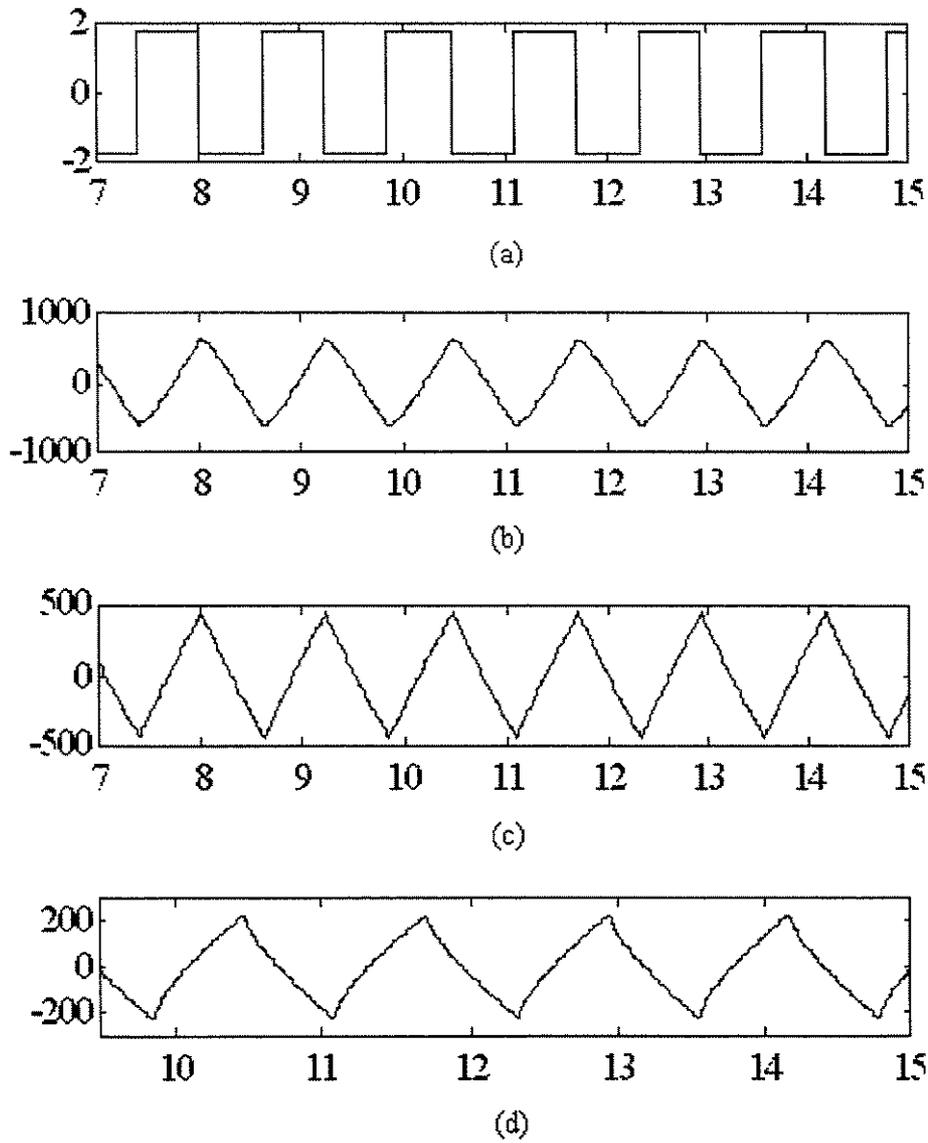


Figura 2.13. Perfis de velocidade para variação da corrente i_{qs} (a) nos seguintes casos: (b) $\gamma = 0.5$, (c) $\gamma = 1$ e (d) $\gamma = 2.0$

Capítulo 3

Estimação da Constante de Tempo Elétrica do Rotor Utilizando Algoritmos Genéticos e Redes Neurais Artificiais

3.1 Introdução

Uma das grandes preocupações na área de controle vetorial de máquinas de indução tem sido o problema de sensibilidade paramétrica. Como foi visto no capítulo anterior, o controle vetorial por orientação do fluxo do rotor, em especial o método indireto, é fortemente dependente da mudança de parâmetros. Esta variação, fundamentalmente da constante de tempo elétrica do rotor, implica numa deterioração no comportamento dinâmico do motor de indução.

Neste capítulo são expostas duas abordagens sobre a identificação da constante de tempo elétrica do rotor: uma baseada no uso de algoritmos genéticos e outra que utiliza uma rede neural artificial. O estudo baseado no problema de sensibilidade de parâmetros discutido no capítulo anterior, será feito através de simulações com o auxílio dos softwares Matlab e Simulink produzidos pela MathWorks [10,11,12].

3.2 Algoritmos Genéticos (AG)

Algoritmos Genéticos são técnicas de busca baseadas em mecanismos de genética e seleção natural. Eles combinam a sobrevivência das estruturas mais apropriadas entre as cadeias (*strings*) com estruturas que mudam a informação aleatoriamente, para formar um algoritmo de busca. Em cada geração, um novo conjunto de cadeias, que formam a população, são criadas usando os bits das cadeias antigas mais apropriados.

Estes algoritmos tem sido desenvolvidos por John Holland e seus orientados da Universidade de Michigan. As metas de suas pesquisas tem sido duas: (1) explicação rigorosa do processo adaptativo dos sistemas naturais e (2) a criação de softwares artificiais que apresentem características similares aos mecanismos utilizados nos sistemas naturais [17].

Algoritmos Genéticos estão sendo objeto de um crescente interesse nos últimos anos pelo fato deles oferecerem um procedimento de busca robusto para equacionar problemas de

elevada complexidade. Muitos artigos e dissertações estabelecem a validade desta técnica na otimização de funções e aplicações em controle [18, 19, 20, 21, 22]. Os AG tem sido validados para problemas que requerem eficiência e eficácia nos mecanismos de busca, por causa disto estão expandindo sua utilização às áreas de negócios, de engenharia e científicas. Estes algoritmos apresentam uma implementação computacional bastante simples e poderosa, aberta a todo tipo de melhorias. Além disso, não estão limitados a considerações restritivas do espaço de busca (relativas a continuidade, existência de derivadas, entre outras).

Fazendo uma análise sobre a robustez dos AG em comparação aos métodos convencionais de busca e otimização, temos que a literatura identifica três principais métodos de busca e otimização: baseados em cálculos (*calculus based*), enumerativos (*enumerative*) e aleatórios (*random*). Uma análise sucinta de cada um destes métodos será apresentada a seguir, enfatizando o ponto de vista de robustez.

Os métodos baseados em *cálculos* tem sido estudados com bastante profundidade. Eles se subdividem em duas classes principais: indiretos e diretos. Os métodos diretos buscam o extremo local mediante a resolução, de forma geral, de um conjunto de equações não lineares resultantes da igualdade a zero do gradiente da função objetivo. Isto é uma generalização multidimensional de noções de cálculos elementares de pontos extremos. Numa superfície suave sem nenhum tipo de restrições, o encontro de um possível pico começa pela restrição de busca naqueles pontos com inclinação zero em todas as direções. Por outro lado, os métodos indiretos procuram o ótimo local caminhando na direção do gradiente local da função. Uma função unimodal como a mostrada na figura 3.1 é muito fácil de ser maximizada através deste método. Apesar destes dois métodos terem sido objetos de inúmeras melhorias, uma análise simples mostra a carência de robustez dos mesmos [17].

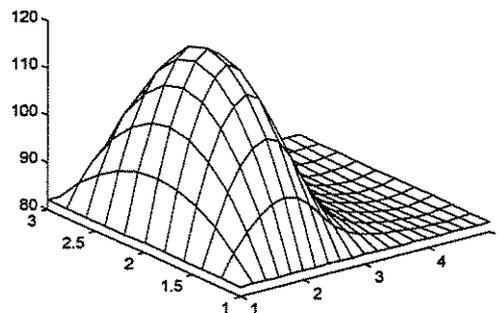


Figura 3.1 Função unimodal.

Resumindo os métodos baseados em *cálculos*, temos que ambos trabalham com o gradiente (as derivadas) das funções a otimizar e mesmo que possam ser aproximadas numericamente, tem como inconveniente que estas funções devem ser contínuas. No caso dos métodos diretos, independentemente de serem aplicados a funções unimodais ou multimodais, sempre vão convergir ao extremo global porém, esta convergência no caso multimodal, ver Figura 3.2, além de estar afetada pela necessidade da existência de continuidade, também é prejudicada pelo sistema de equações lineares resultantes da aplicação da função “hessiana” ao sistema em questão. Estes sistemas de equações resultantes podem não ter uma solução simples. Os métodos indiretos entretanto, apresentam para sua ação uma região de trabalho

local; na presença de uma região com mais de um máximo (mínimo) na vizinhança do pico principal, ver figura 3.2, corre-se o risco de que este método convirja para um dos picos locais fugindo do pico principal (máximo global). Podemos concluir que os métodos que dependem de restrições que incluem continuidade e existência de derivadas são inapropriados para todo o domínio de busca, sendo limitados naquelas regiões onde são satisfeitas suas condições de trabalho.

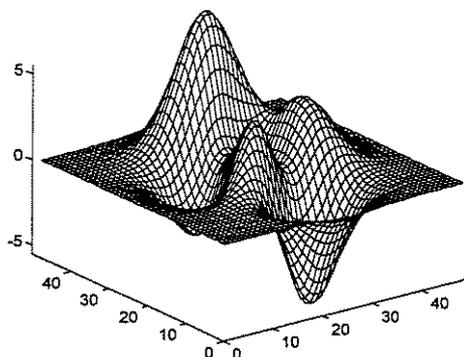


Figura 3.2 Função multimodal.

Esquemas enumerativos tem sido considerados em muitas formas e tamanhos. Estes métodos operam com a idéia de que dentro de um espaço finito de busca ou um espaço infinito discretizado de busca, o algoritmo avalia a função objetivo em cada ponto do espaço, um de cada vez. Este algoritmo é bastante atraente pois a enumeração é um tipo de busca muito natural e simples, caso o número de possibilidades do espaço analisado seja pequeno. Porém, tais esquemas estão sendo substituídos devido a sua baixa eficiência: muitos espaços de busca são, na maioria das vezes, grandes demais para procurar ponto a ponto e ainda ter um critério de parada.

Algoritmos de busca aleatória (“random walks” e esquemas do tipo salvando o melhor) têm aumentado a sua popularidade a partir do momento em que os pesquisadores reconheceram alguns problemas de robustez nos sistemas enumerativos e naqueles baseados em cálculos. A principal desvantagem dos Algoritmos de busca aleatória é a sua eficiência [17]: seu desempenho em um intervalo de busca muito grande, no melhor dos casos, é equivalente a aquele dos sistemas enumerativos.

Os AG são procedimentos de busca e otimização que usam um mecanismo de escolha aleatória como ferramenta para dirigir uma busca exploratória através da codificação do espaço de parâmetros. É muito importante ressaltar que a busca aleatória não necessariamente implica em busca direcional.

Dos comentários realizados anteriormente, podemos expressar que embora os métodos de busca e otimização convencionais não sejam robustos, isto não implica em que os menos não possam ser utilizados.

Existem quatro pontos fundamentais que distinguem, do ponto de vista de robustez, os AG dos métodos convencionais de busca e otimização [17]:

- Os algoritmos genéticos trabalham com conjuntos de parâmetros codificados (*strings*) e não parâmetros simples.

- Algoritmos genéticos fazem a busca usando uma população de pontos e não pontos simples.
- Algoritmos genéticos usam a informação oferecida por uma função objetivo, desprezando derivadas e outros conhecimentos auxiliares.
- Algoritmos genéticos usam regras de transição probabilísticas e não determinísticas.

3.2.1 Estudos dos AG através de um exemplo de maximização de uma função multimodal

Nesta seção, vamos introduzir as idéias nas quais estão baseados os AG através de um exemplo no qual é feita a maximização de uma função multimodal isto é, uma função que apresenta vários máximos locais no intervalo analisado.

Como foi analisado na seção anterior os algoritmos genéticos são utilizados para a solução de problemas de busca e otimização. Os mecanismos destes algoritmos são surpreendentemente simples e envolvem operações como cópia e troca parcial de cadeias.

Os AG trabalham com uma população inicial, composta de várias cadeias que correspondem a valores numéricos de uma variável particular. O tamanho desta população pode variar e geralmente está relacionado com o problema sob consideração. Os membros desta população são geralmente codificados de forma binária em cadeias de 0 e 1. Um exemplo de uma pequena população inicial pode ser o da figura 3.3:

```
01101
11000
01000
10011
```

Figura 3.3. População inicial.

Na prática, a população pode ser maior ou menor assim como o comprimento de suas cadeias. As cadeias vão codificar valores de uma ou mais variáveis que queremos examinar. A população inicial é gerada de forma aleatória e a terminologia da genética pode ser usada para caracterizá-la. Assim, cada cadeia da população está associado a um cromossomo e, cada elemento binário da cadeia a um gene. Uma nova população é gerada a partir da população inicial e, analogamente ao processo da genética natural três de suas operações básicas são efetuadas:

- (1) Reprodução
- (2) Cruzamento
- (3) Mutação

A operação de reprodução seleciona as cadeias da população inicial segundo determinado critério de avaliação dos cromossomos da população frente a função objetivo. Especificamente, as cadeias que contribuem para a maximização (minimização) da função objetivo apresentarão uma maior probabilidade de reprodução isto é, apresentarão um maior número de cópias na nova população gerada. Sendo que o número de cópias de cada cadeia individual é calculada com base em uma medida probabilística, para uma população de n cromossomos o número de cópias de cada indivíduo nc_i , é dado por:

$$nc_i = \frac{f(x_i)}{\bar{f}} \tag{3.1}$$

na qual

$$\bar{f} = \frac{\sum_{i=1}^n f(x_i)}{n} \tag{3.2}$$

sendo n o tamanho da populao e $f(x_i)$ a avaliao da funo objetivo na cadeia i.

Uma vez terminada a fase da reproduo  realizada a operao de cruzamento. Nesta fase do algoritmo duas cadeias da populao trocam seus bits. A seleo das duas cadeias para realizar a troca assim como a seleo do ponto a partir do qual ocorrerá o cruzamento são determinados aleatoriamente. A partir da posio indicada pelo ponto de cruzamento até o final da cadeia são trocados os dígitos binários correspondentes às mesmas. Aplicando este operador a populao original, uma nova populao  criada. A figura 3.4 exemplifica esta operao.

Antes do cruzamento

A 1110 |000
B 1010 |101

Depois do cruzamento obtm-se

A' 1110 |101
B' 1010 |000

Figura 3.4. Operao de cruzamento.

O processo final  a mutao. Esta operao  aplicada às cadeias obtidas na etapa de cruzamento. Seu principal objetivo  evitar a perda de informao genética útil, ocorrendo a troca aleatória de um bit nas cadeias da populao selecionadas probabilisticamente. Assim, o dígito binário da posio escolhida para a mutao  trocado de 0 para 1 ou vice-versa. O processo de mutao nos AG ocorre muito raramente, pois a probabilidade de troca em uma populao , de forma geral, baixa. A figura 3.5 exemplifica como  feita esta operao.

Bit selecionado
para mutao
↓
A 1110000
A' 1110001

Figura 3.4. Operao de mutao.

Uma vez descritos os fundamentos básicos dos AG, podemos agora aplicá-los aos problemas de otimizao mais especificamente na maximizao da funo (3.3),

$$f(x) = 10 + \frac{1}{(x - 0.16)^2 + 0.1} \sin\left(\frac{1}{x}\right) \tag{3.3}$$

A figura 3.5 apresenta a função (3.3) no intervalo [0.001 0.3]. Como pode ser observado esta função é bastante complexa quando se deseja obter seu máximo, devido ao fato de apresentar vários valores de máximos locais e somente um máximo global no intervalo considerado.

O primeiro ponto a ser considerado é como transformar este problema para que o algoritmo genético seja aplicado diretamente. Primeiramente será gerado, de forma aleatória, um conjunto de cadeias que constituem a população inicial. O número de bits das cadeias que compõem esta população limitará a precisão com que podemos solucionar o problema. Outro item que merece ser levado em conta nesta primeira fase, é a seleção do tamanho da população inicial, já que, uma população muito grande poderá aumentar significativamente o tempo necessário para realizar cada um dos passos do algoritmo, tornando-o ineficiente.

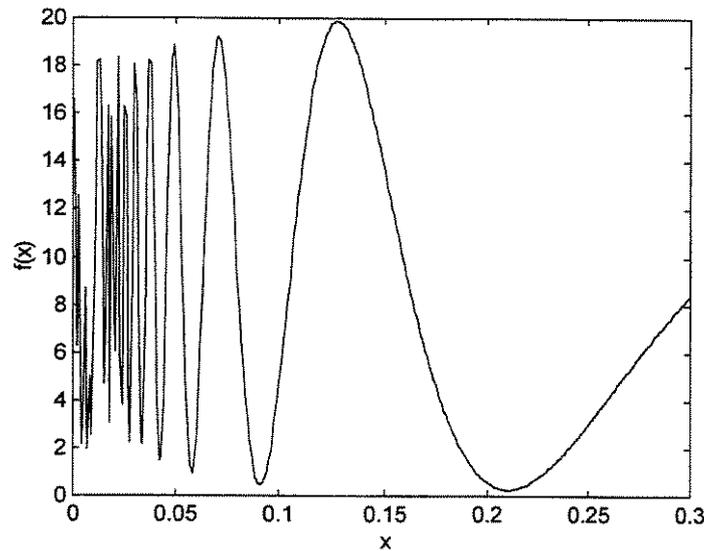


Figura 3.5. Gráfico da função (3.3)

Com o objetivo de facilitar uma melhor compreensão, a tabela 3.1 apresenta detalhes de uma geração do algoritmo genético para determinação do máximo da função (3.3). Assumindo como população inicial a mostrada na figura 3.3 temos que com um inteiro sem sinal de 5-bits, obtém-se valores reais no intervalo de 0.001 (00000) e 0.3 (11111) aplicando a seguinte equação:

$$r_val = a + \frac{\left(\sum_{i=1}^n 2^{n-i} \cdot \text{bit}(i) \right) \cdot (b - a)}{2^{n-1}} \quad (3.4)$$

na qual n é o número de bits da cadeia e, a é o limite inferior e b o limite superior do intervalo analisado.

Como mencionado anteriormente, o algoritmo genético inicia-se com a etapa da reprodução, quando são selecionadas as cadeias para as próximas gerações segundo um determinado critério, e no nosso caso em particular, a maximização da função objetivo. Deste modo, existirá uma maior probabilidade de reprodução daquelas cadeias com maior ligação ao critério utilizado. Este processo simula o funcionamento da roleta utilizada nos cassinos, na qual o percentual da roleta alocado para uma cadeia em particular, é proporcional a sua

ligação ao critério utilizado. Para simular esta operação, fazemos girar a roleta 4 vezes dando como resultado que as cadeias 1 e 3 recebem duas cópias cada como mostrado na tabela 3.1 (b). Isto comprova que aquelas cadeias que satisfazem o critério de comparação utilizado ou seja, número de cópias maior que zero, conseguem reproduzir-se na nova população, enquanto aquelas que não satisfazem este critério ficam fora do processo.

A partir da cadeia resultante da reprodução é realizado o processo de simples cruzamento visando dois pontos fundamentais: (1) pares de duas cadeias são escolhidos de forma aleatória assim como, (2) o ponto a partir do qual é realizado o cruzamento. Deste modo, a cadeia 2 é cruzada com a cadeia 1 a partir do quarto bit e a cadeia 4 com a cadeia 3 a partir do segundo bit. Este cruzamento pode ser visto na tabela 3.1 (b).

Por último é feito o processo de mutação. Será assumida uma probabilidade de mutação de 0.001. Assim, para 20 transferências de posições de bits, $20 \times 0.001 = 0.02$ bits sofrem mutação durante uma geração. A simulação deste processo indica que nenhum bit sofre mutação para este valor de probabilidade e com isso, nenhum bit foi trocado de 0 para 1 ou vice-versa.

Cadeia No.	População inicial (*)	x_i	Função objetivo $f(x_i)$	Cópias esperadas $\frac{f_i}{\sum f}$	Critério de comparação $\frac{f_i}{f}$	Número de cópias recebidas por cada cadeia
1	0 1 1 0 1	0.1264	19.8715	0.5555	2.2222	2
2	1 1 0 0 0	0.2325	1.2904	0.0361	0.1443	0
3	0 1 0 0 0	0.0782	12.1156	0.3387	1.5549	2
4	1 0 0 1 1	0.1843	2.4918	0.0697	0.2787	0
Somat			35.7693	1	4	4.0
Media			8.9423	0.25	1	1
Máx.			19.8715	0.5555	2.2222	2

(a)

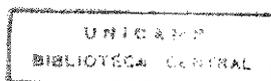
População depois da reprodução	Cruzamento das cadeias (*)	Ponto de cruzamento (*)	Nova População	x_i	Função objetivo $f(x_i)$
0 1 1 0 1	2	4	0 1 1 0 1	0.1264	19.8715
0 1 1 0 1	1	4	0 1 1 0 1	0.1264	19.8715
0 1 0 0 0	4	2	0 1 0 0 0	0.0782	12.1156
0 1 0 0 0	3	2	0 1 0 0 0	0.0782	12.1156
Somat					63.9742
Media					15.9935
Máx.					19.8715

(*) Indica que o processo é aleatório.

(b)

Tabela 3.1. Processo de análise de uma geração do algoritmo genético.

Depois de submeter a população inicial às três operações, a nova população está pronta para ser testada. Para fazer isto, as novas cadeias criadas pelo algoritmo são decodificadas e avaliadas na função objetivo. Os resultados da simulação de uma geração simples estão mostrados na tabela 3.1. Podemos observar como o desempenho da media é melhorado na nova população. A média da população passou de 8.94 para 15.99 em uma geração. O máximo se manteve em 19.87, que é um valor bastante razoável para o máximo desta função. Apesar do processo aleatório ter dado um resultado satisfatório, é importante observar que este não foi



por acaso. As cadeias 1 e 3 recebem duas cópias na nova população criada, em consequência ao seu melhor desempenho em relação ao critério de máximo adotado enquanto as cadeias 2 e 4 são eliminadas ao apresentar um pobre desempenho respeito ao critério anterior. Ao aplicar o operador cruzamento a população é mantida intacta, demonstrando a validade da escolha feita.

Concluindo a maximização da função (3.3) no intervalo [0.001 0.3] aplicamos o algoritmo genético considerando uma população inicial de 10 cadeias de 8 bits de comprimento cada. O processo é realizado durante 40 gerações, assumindo uma probabilidade de mutação de 0.001. O resultado final deste processo de otimização é mostrado a seguir:

$$f(x_{\text{máx.}}) = 19.8008; \quad x_{\text{máx.}} = 0.1253$$

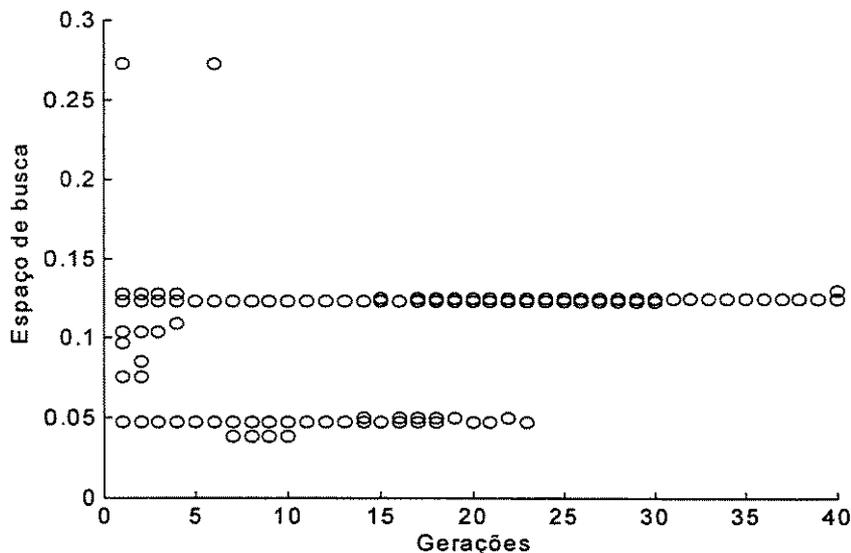


Figura 3.6. Representação gráfica do progresso no espaço de busca do algoritmo genético

Este resultado, dada a dificuldade do problema de otimização da função escolhida, é bastante razoável. A figura 3.6 mostra uma representação gráfica do progresso no espaço de busca feita pelo algoritmo genético, cada membro da população é representado por um “o”. Observa-se que o algoritmo a cada geração pode produzir resultados diferentes devido a sua natureza aleatória mas, para sucessivas gerações da população seus membros se concentram em torno do valor de $x = 0.1253$. O número de valores diferentes produzidos no espaço de busca está limitado pelo comprimento da cadeia utilizada. No exemplo analisado o comprimento das cadeias é 8 bits, resultando em $2^8 = 256$ divisões assim, dividindo o intervalo utilizado para maximizar a função [0.001 0.3] em 256 partes, cada divisão é igual a 0.00116796875.

3.2.2 Aplicação do algoritmo genético na identificação da constante de tempo elétrica do rotor da máquina de indução operando sob controle vetorial

Antes de iniciar a análise, deve-se deixar claro que este método de estimação é aplicado à máquina trabalhando em regime permanente. Para fazer a estimação da constante de tempo do rotor utilizando um algoritmo genético foi definida uma função objetivo a qual tem, como variável independente, o valor da relação τ_r/τ_r^* . Para isto foram definidos as diferenças ou erros entres os valores reais dos componentes efetivos das correntes de estator i_{ds}

e i_{qs} através das equações (2.57) e (2.58), como foi analisado na seção 2.5. Desta forma, escrevemos

$$\varepsilon_1 = i_{ds}^e - i_{ds}^{e*} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\gamma \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}\right)^2}} \quad (3.5)$$

$$\varepsilon_2 = i_{qs}^e - i_{qs}^{e*} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}\right)^2}}{\sqrt{\frac{1}{\gamma^2} + \left(\frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}\right)^2}} \quad (3.6)$$

$$\varepsilon = \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2. \quad (3.7)$$

Das equações (3.5), (3.6) e (3.7) observa-se que o erro quadrático tem uma relação não linear com τ_r/τ_r^* . A estimação da constante de tempo elétrica do rotor pode ser tratada como um problema de otimização no qual busca-se o valor da relação τ_r/τ_r^* que minimize o função de erro quadrático total dada pela equação (3.7). Para a aplicação do algoritmo genético, este problema é transformado na maximização da seguinte função:

$$\text{máx. } f\left(\frac{\tau_r}{\tau_r^*}\right) = \frac{1}{\varepsilon} \quad \frac{\tau_r}{\tau_r^*} \in [0.5, 1.5] \quad (3.8)$$

A variável independente do problema foi codificada como uma cadeia binária de 10 bits. Esta quantidade de bits garante uma precisão de $(1.5-0.5)/2^{10} = 0.0009775$ na estimação da relação τ_r/τ_r^* . A tabela 3.2 mostra o esquema de codificação binária adotado, fazendo uso da equação (3.4):

Parâmetro τ_r/τ_r^*	Cadeia
0.5	0000000000
0.5009775	0000000001
.....
1.4990224	1111111110
1.5	1111111111

Tabela 3.2. Codificação do parâmetro τ_r/τ_r^* .

A figura 3.7 apresenta o diagrama de blocos do controle vetorial sob orientação indireta do fluxo do rotor utilizando um algoritmo genético para compensar as variações da constante de tempo elétrica do rotor. Deve-se ressaltar que mesmo com a utilização de um estimador de fluxo as características do esquema do controle indireto são mantidas.

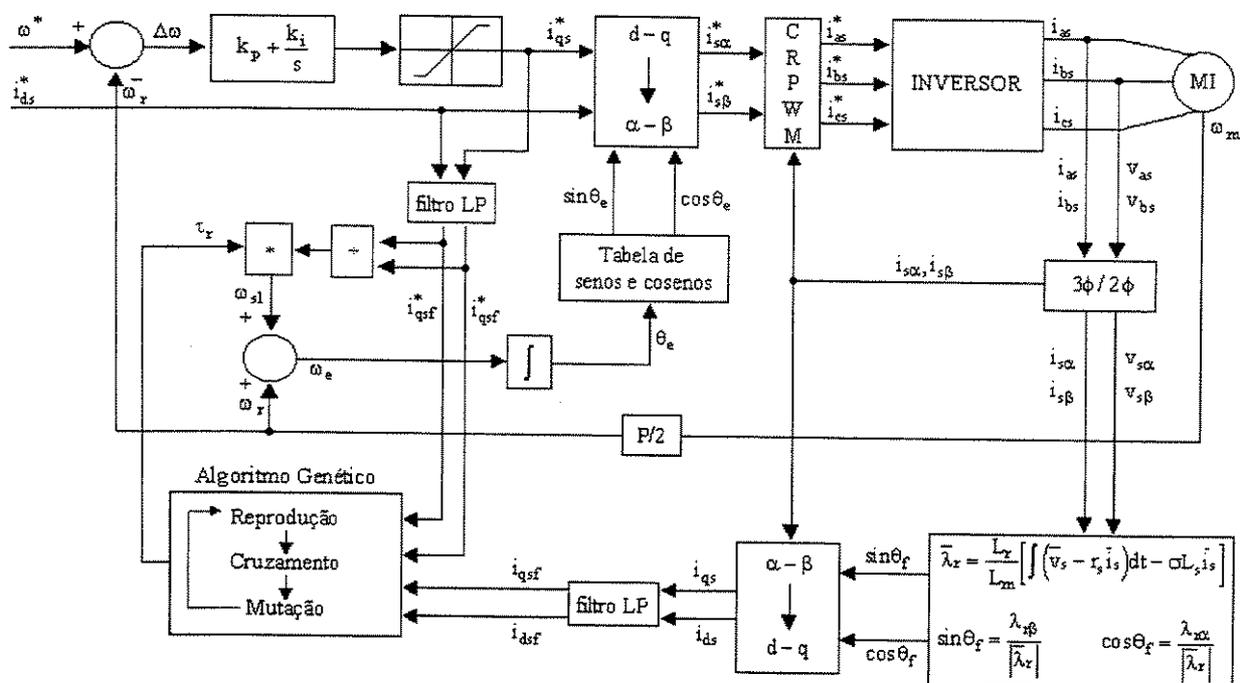


Figura 3.7 Esquema do controle vetorial indireto utilizando algoritmo genético para compensar as variações de τ_r .

Para testar o método de estimação proposto, o esquema mostrado na figura 3.7 é simulado nas seguintes condições de desacoplamento: 1) $\gamma = 0.714$ e 2) $\gamma = 0.625$. O ciclo de carga utilizado em ambos casos é apresentado na figura 3.8, e valor da referência de velocidade adotado é 1700 rpm.

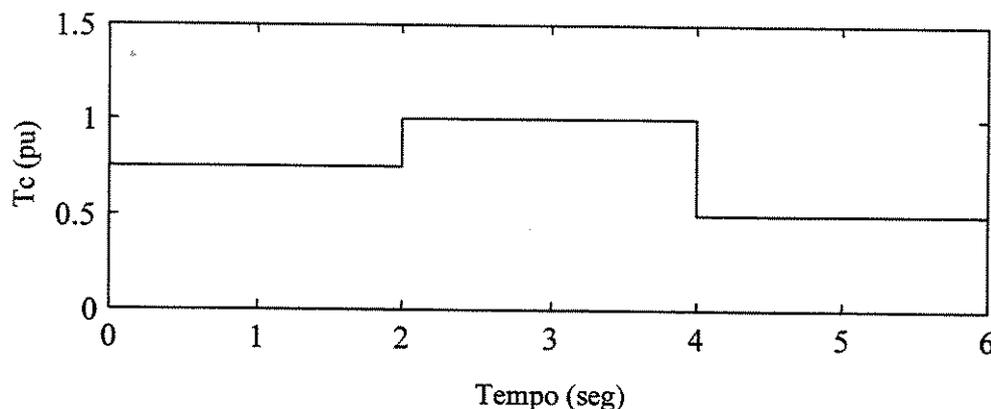


Figura 3.8 Ciclo de carga aplicado à máquina.

Como pode ser observado da figura 3.7, o algoritmo genético tem como entradas as correntes efetivas e de comando no sistema síncrono (d-q). A função deste algoritmo, é de fornecer o fator de desacoplamento γ que minimize a expressão do erro mostrada pela expressão (3.7). Para isto, o algoritmo tem um ciclo de trabalho de 1.5 segundos isto é, toda vez que transcorre um intervalo de tempo igual a 1.5 segundo, o método de estimação é acionado e o seu resultado é mantido até o começo do próximo ciclo de trabalho do algoritmo. O ciclo de trabalho do método de estimação tem uma relação direta com a variação da constante de tempo elétrica do rotor. Na realidade, este parâmetro apresenta uma variação lenta, semelhante a um sistema de primeira ordem com uma constante de tempo igual à

constante de tempo térmica do motor [23]. As figuras 3.9 e 3.11 mostram as relações entre as correntes de comando efetivas para as condições de desacoplamento $\tau_r/\tau_r^* = 0.714$ e $\tau_r/\tau_r^* = 0.625$. Nestes casos, o algoritmo genético utilizado para atualizar a constante de tempo não está conectado no esquema mostrado na figura 3.7. Pode ser apreciado a partir das figuras 3.9 (a) e 3.11 (a) que a corrente de comando (i_{qs}^*) não coincide com sua respectiva corrente efetiva (i_{qs}), devido a variação da constante de tempo elétrica da máquina. Isto se deve ao fato de que, na operação em regime, o componente da corrente efetiva responsável pelo fluxo (i_{ds}) decresce quando comparado com o componente da corrente de comando (i_{ds}^*) como mostrado nas figura 3.9 (b) e 3.11 (b).

As figuras 3.10 e 3.12 apresentam os casos anteriores, tendo o algoritmo genético conectado ao sistema. Podemos apreciar que o algoritmo genético é capaz de minimizar as diferenças entre os componentes das correntes efetivas e de comandos e isto, se deve a uma melhor atualização da frequência de escorregamento (ω_{sl}), através da estimação correta do valor da constante de tempo elétrica do rotor.

A partir da análise destas simulações, destaca-se a utilização “on-line” de um algoritmo genético para fazer a estimação da constante de tempo elétrica do rotor da máquina de indução operando em regime permanente; observa-se que, as correntes efetivas e de comando são aproximadamente iguais, para um fator de desacoplamento diferente da unidade, quando é feito o ajuste do valor de τ_r utilizando o algoritmo genético. Como consequência disto obtém-se o, tão procurado, desacoplamento entre os componentes das correntes de fluxo e conjugado característico do controle por orientação no fluxo do rotor.

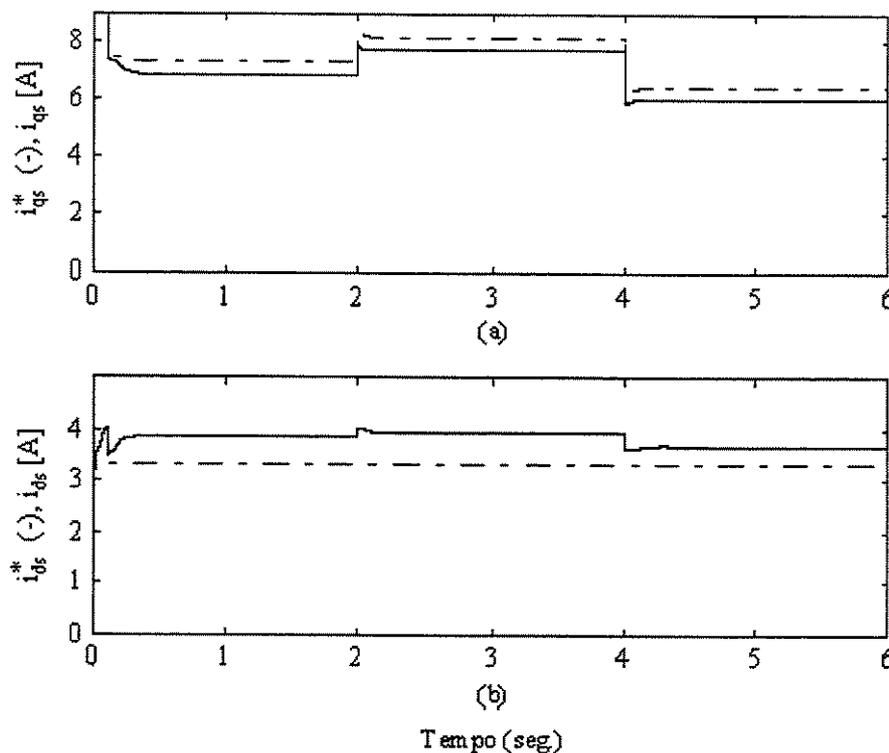


Figura 3.9 Correntes efetivas e de comandos da máquina para $\gamma = 0.714$, sem correção do valor de τ_r (algoritmo genético desativado).

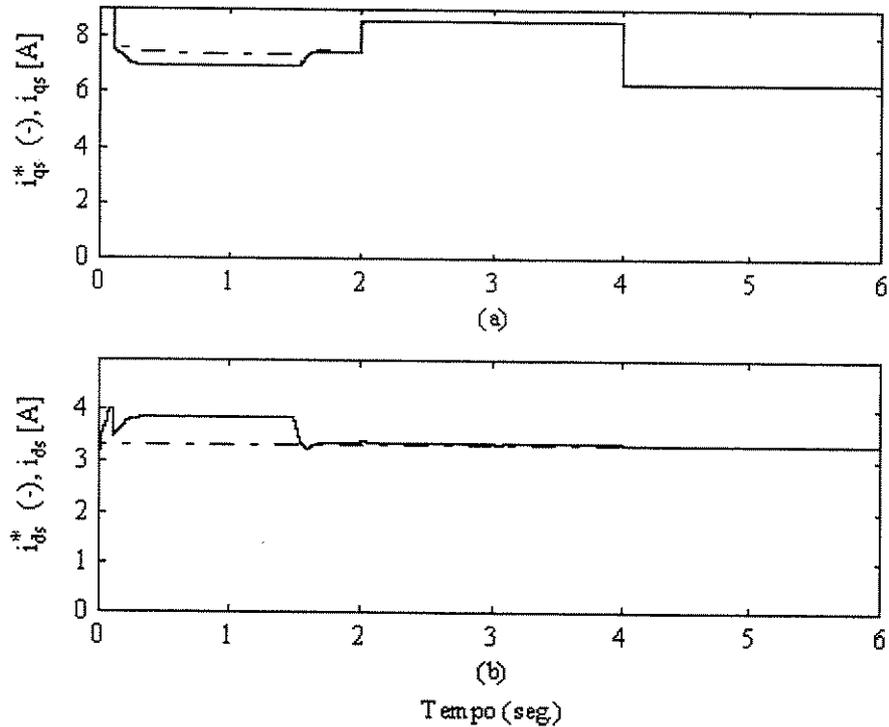


Figura 3.10 Correntes efetivas e de comandos da máquina para $\gamma = 0.714$, com correção do valor de τ_r através do algoritmo genético.

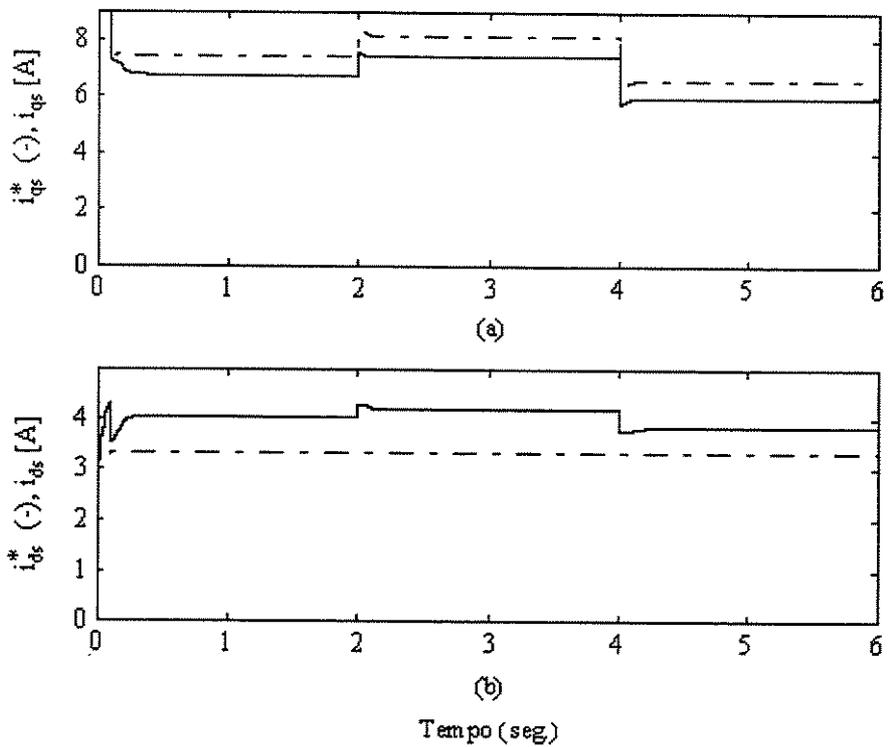


Figura 3.11 Correntes efetivas e de comandos da máquina para $\gamma = 0.625$, sem correção do valor de τ_r , (algoritmo genético desativado).

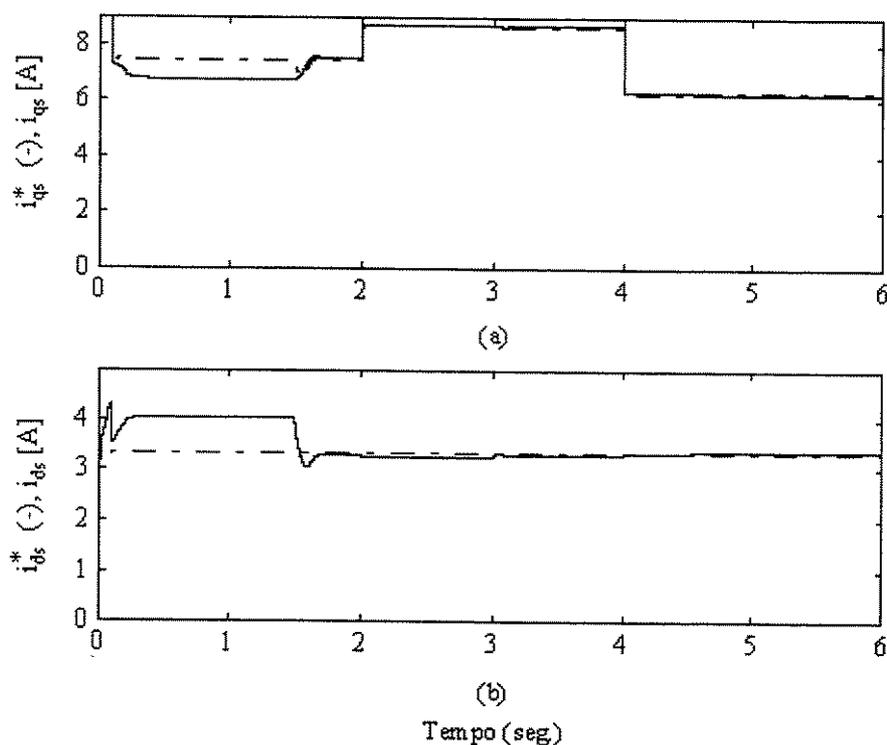


Figura 3.12 Correntes efetivas e de comandos da máquina para $\gamma = 0.625$, com correção do valor de τ_r através do algoritmo genético.

Podemos concluir que os AG são métodos de otimização que permitem tratar problemas complexos, em particular aqueles onde deseja-se encontrar o máximo ou mínimo global de uma função que apresenta vários máximos ou mínimos locais. Dada quantidade de problemas que, na área dos acionamentos, requerem de alguma maneira a otimização de algum tipo de parâmetro, o campo de ação deste tipos de algoritmo têm-se incrementado notavelmente nos últimos anos. A literatura especializada já contém muitos trabalhos e aplicações fazendo uso desta técnica.

3.3 Redes Neurais Artificiais (RNA)

3.3.1 Introdução

Um dos ramos da Inteligência Artificial (IA) que tem recebido grande atenção de pesquisadores de diversas áreas do conhecimento é o de Redes Neurais Artificiais. Se o objetivo é criar um modelo inteligente, a maneira mais natural, segundo alguns pesquisadores, é a de tentar simular, de certa forma, o processo da inteligência humana, constituindo-se então a principal inspiração das Redes Neurais Artificiais.

Diversas definições podem ser encontradas na literatura especializada para as Redes Neurais Artificiais mas, em princípio, em todas elas fica evidente a perspectiva deste ramo da IA como um modelo computacional com características de processamento paralelo distribuído capaz de não só representar o conhecimento mas também de aplicá-lo. Um fato marcante destes modelos é que o conhecimento é armazenado na rede por um processo de aprendizado, além de que a sua representação é baseada nas conexões entre as unidades de processamento que estruturam o modelo. Desta forma, a sua similaridade com os processos que aparecem no cérebro humano ficam ressaltados. Os modelos desenvolvidos usando Redes Neurais Artificiais são conhecidos na literatura como modelos conexionistas.

Na literatura especializada da área de acionamentos, são encontrados diversos artigos que tratam da aplicação das RNA. Especificamente, na área do controle vetorial da máquina de indução, vários artigos abordando o problema de sensibilidade paramétrica tem sido elaborados aplicando RNA, pelo fato das redes neurais poderem representar qualquer função não linear desde que esta última não possua pontos de singularidade [24]. Citando alguns exemplos de aplicações de RNA presentes na literatura temos que: Wishart e Harley [25] utilizam a estrutura de um sistema de identificação, proposto por Narendra [26] para sistemas não lineares, para identificar parâmetros em motores de indução. Theocharis e Petridis [27] desenvolvem um observador baseado em uma rede neural que estima a magnitude do fluxo do rotor e, adicionalmente, ajusta a frequência de escorregamento para garantir o desacoplamento entre os componentes da corrente de estator. Kullkarni et al [28] usam uma rede neural para a estimação de velocidade do motor de indução amostrando tensões e correntes de estator. Reyes et al [29], tomando como base o trabalho de Lorenz [30], utilizam uma RNA para estimar variação da resistência rotórica e conjugado de carga no controle vetorial indireto por orientação do fluxo do rotor.

As aplicações das RNA têm sido facilitadas pelo desenvolvimento da microeletrônica que viabilizou o surgimento de potentes microprocessadores (DSP's) com elevada velocidade de processamento.

3.3.2 Fundamentos das RNA

A unidade de processamento básica de uma RNA é o neurônio artificial mostrado na figura 3.13. Deste modelo identificam-se três componentes fundamentais, segundo Haykin [31]:

- **conexões sinápticas:** são as ligações através das quais os neurônios artificiais se comunicam, recebem ou enviam sinais. É associado à cada conexão um peso que expressa a sua intensidade no neurônio artificial. Os valores destes pesos podem ser positivos (ação ativadora) ou negativos (ação inibidora). Do ponto de vista

computacional, o sinal de entrada do neurônio é multiplicado pelo valor do peso associado à intensidade da conexão.

- Somador: uma vez que todos os sinais de entrada de um neurônio artificial foram multiplicados pelo peso correspondente, eles devem ser somados. Esta operação pode ser vista como o produto escalar do vetor de pesos w pelo vetor de entrada x do neurônio k .
- Função de ativação: Como última etapa de processamento, o sinal de saída do bloco somador passa como parâmetro de entrada para a função de ativação que, por sua vez, define a saída do neurônio em função do nível da entrada. Os valores de saída desta função encontram-se tipicamente nos intervalos $[0, 1]$ ou $[-1, 1]$.

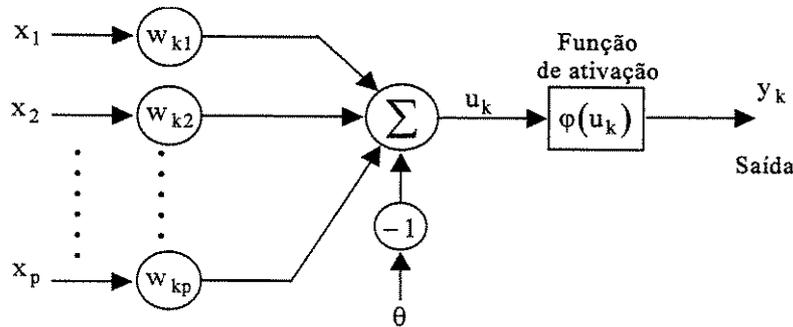


Figura 3.13 Modelo não linear do neurônio artificial.

O modelo do neurônio artificial apresentado anteriormente pode ser formulado matematicamente usando as seguintes relações

$$u_k = \sum_{j=1}^p w_{kj}x_j - \theta \quad (3.9)$$

$$y_k = \varphi(u_k), \quad (3.10)$$

nas quais x_j é a entrada j ao neurônio, w_{kj} é o valor do peso do neurônio k associado à entrada j , u_k é a saída do bloco somador, θ é o “threshold”, $\varphi(\cdot)$ é a função da ativação e p é o número de sinais de entrada.

Embora a literatura reporte diversos tipos de funções de ativação, Haykin [31] identifica três tipos fundamentais destas funções:

$$1. \text{ Função "Threshold": } y_k = \begin{cases} 1 & \text{para } u_k \geq 0 \\ 0 & \text{para } u_k < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

$$2. \text{ Função linear por partes: } y_k = \begin{cases} 1 & \text{para } u_k \geq \frac{1}{2} \\ u_k & \text{para } \frac{1}{2} > u_k > -\frac{1}{2} \\ 0 & \text{para } u_k \leq -\frac{1}{2} \end{cases} \quad (3.12)$$

A função de ativação por partes pode ser analisada como a aproximação de um amplificador não linear com um fator de amplificação unitário na região linear. Outro fato importante a destacar desta função é que a mesma pode ser reduzida à função “threshold” a medida que o fator de amplificação tende a infinito, sendo este fator uma medida da inclinação na região linear da característica.

$$3. \text{ Função sigmoide: } y_k = \frac{1}{1 + e^{-\alpha v_k}} \quad (3.13)$$

Este tipo de função de ativação é um dos mais utilizados nas arquiteturas das RNA, sendo uma função monotônica crescente no domínio da variável de entrada com propriedades assintóticas, na qual α é um parâmetro diretamente relacionado com a inclinação da função (“slope parameter”). A medida que o parâmetro α aumenta, a função sigmoide aproxima-se da função “threshold”. Outras características importantes desta função são as propriedades de continuidade e diferenciabilidade, sendo esta última fundamental à teoria das RNA.

As três funções de ativação definidas anteriormente apresentam sua saída limitada no intervalo [0 1] porém, em certas situações, é desejado que a saída de um determinado neurônio esteja no intervalo [-1 1] e assim com este propósito, as funções de ativação precisam ser redefinidas. Deste modo, a função “threshold” é redefinida como:

$$y_k = \begin{cases} 1 & \text{para } u_k > 0 \\ 0 & \text{para } u_k = 0 \\ -1 & \text{para } u_k < 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

No caso da função sigmoide, esta é substituída por uma função com características similares, por exemplo a função tangente hiperbólica definida como:

$$\varphi(u_k) = \tanh\left(\frac{u_k}{2}\right) = \frac{1 - e^{-u_k}}{1 + e^{-u_k}} \quad (3.15)$$

Na figura 3.14, estão mostradas as curvas características das funções de ativação típicas as três primeiras estão limitadas no intervalo [0 1] enquanto, a tangente hiperbólica apresenta-se no intervalo [-1 1]. No caso particular da função sigmoide (figura 3. (c)), são apresentadas duas características parametrizadas pelo parâmetro α ($\alpha=0.4$ e $\alpha=0.8$) com o objetivo de demonstrar a influência deste parâmetro no grau de inclinação da função.

A partir do modelo da unidade de processamento mais simples, constituída pelo neurônio, são criadas as estruturas das RNA cuja topologia vai estar determinada pela forma com que estes neurônios encontram-se interconectados na rede. Por este fato, utiliza-se a denominação de modelos conexionistas. Embora na literatura sejam encontrados diversos tipos de topologia para RNA, consideraremos somente aqueles que são mais freqüentemente estudados, a saber: redes neurais não recorrentes de múltiplas camadas e redes neurais recorrentes.

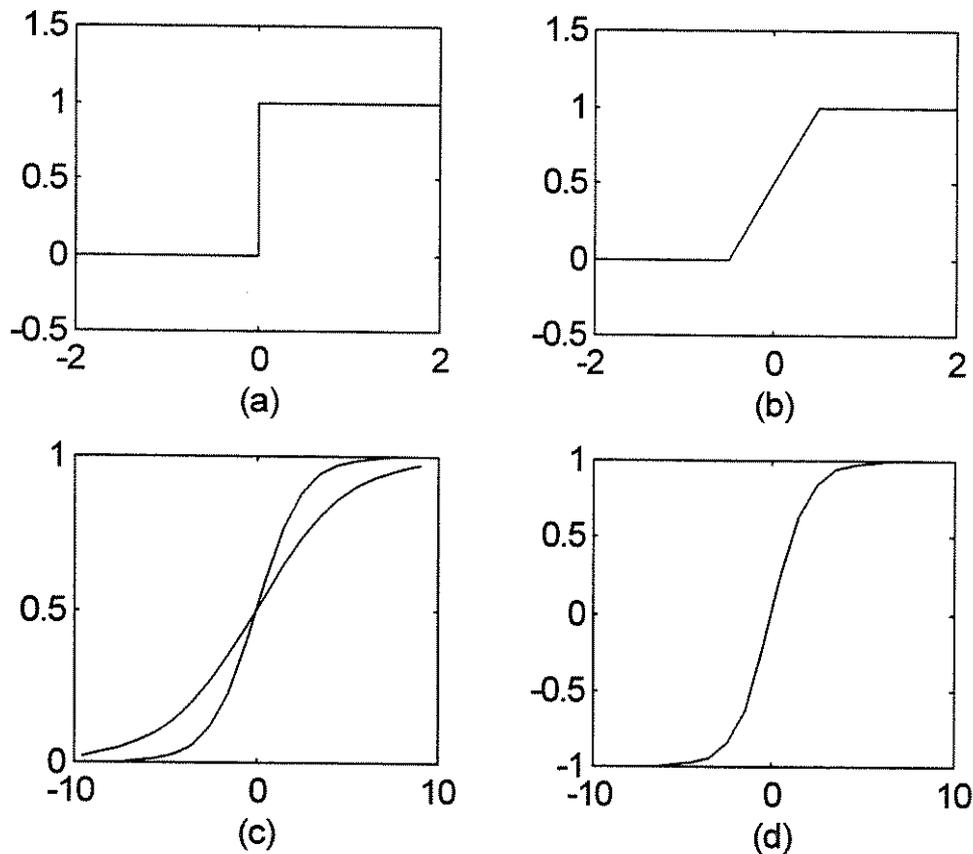


Figura 3.14 Curvas características das funções de ativação:
(a) threshold (b) linear por partes (c) sigmoide (d) hiperbólica

Redes neurais não recorrentes de múltiplas camadas: Neste tipo de rede os neurônios encontram-se organizados em forma de camadas, sendo que cada camada está conectada à camada posterior através de conexões semelhantes as sinapses dos neurônios naturais. Três tipos de camadas podem ser diferenciadas dentro da estrutura desta rede, como mostradas na figura 3.15(a): a camada de entrada, a escondida e a de saída.

A propagação do sinal de entrada na rede não recorrente de múltiplas camadas se realiza da seguinte maneira: os sinais de saída de cada camada são propagados a camada imediatamente posterior, até chegar na, camada de saída. Os valores da saída da última camada da rede (camada de saída) representam a resposta da rede ao padrão de entrada. As camadas escondidas em uma rede neural não recorrente com várias camadas de neurônios servem de intermediárias entre a entrada externa da rede e a saída fornecida por esta. Incrementando o número de camadas escondidas da rede aumenta-se o número de pesos e conseqüentemente é aumentada a sua capacidade e, isto pode tornar o processo de aprendizado da rede mais lento.

Redes neurais recorrentes: As Redes Neurais Recorrentes diferem das Redes Não Recorrentes de múltipla camadas pela existência de pelo menos uma malha de realimentação [31], como mostrado na Figura 3.15 (b). A rede apresenta somente uma camada de neurônios e o sinal de saída de um neurônio é realimentado aos neurônios restantes. Outras estruturas de redes recorrentes podem apresentar várias camadas e ainda ter neurônios com auto-realimentação,

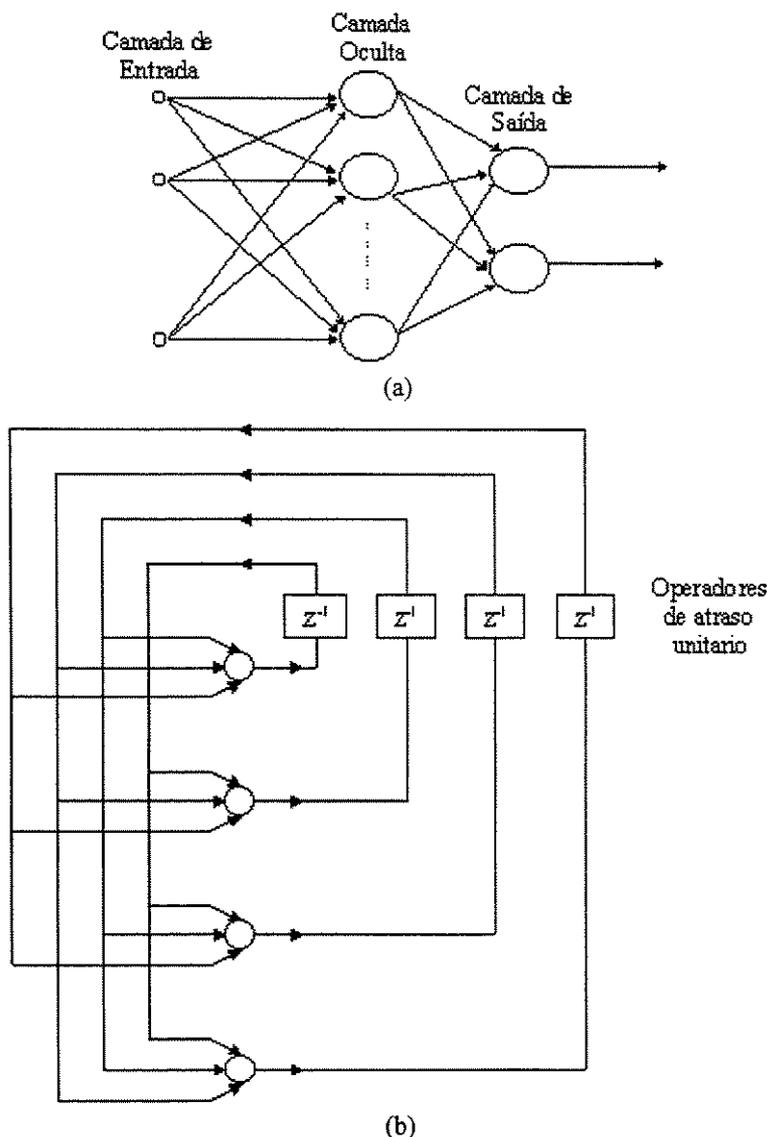


Figura 3.15 Topologia das RNA: (a) não recorrentes de múltiplas camadas (b) recorrentes

ou seja, o sinal de saída de um neurônio é realimentado na sua própria entrada. A presença de realimentação na estrutura destes tipos de rede produz um grande impacto na capacidade de aprendizado destas, assim como no seu desempenho. As conexões de realimentação são obtidas usando blocos com elementos de atraso unitário que juntos com a natureza não linear dos neurônios fazem com que este tipo de rede seja representativo de um comportamento dinâmico não linear.

No início da seção de RNA foi salientado o fato de que estas tinham a capacidade de representar conhecimento como também de aplicá-lo em situações reais. O processo através do qual o conhecimento de um domínio de aplicação é adquirido e representado pela rede neural é conhecido como processo de aprendizado. A incorporação deste conhecimento é conseguido através do ajuste dos pesos associados aos enlaces entre os neurônios. O processo de determinação do conjunto de pesos que garantem um bom desempenho da rede constitui o chamado treinamento da rede neural.

No processo de treinamento da rede neural são apresentados exemplos de um domínio

de aplicação, na forma de vetores entrada-saída. Estes exemplos constituem o conjunto de treinamento da rede e representam o conhecimento externo da aplicação que, esta, deve possuir. Como resultado final do processo de treinamento, a rede neural deve ser capaz não só de representar o conhecimento a ela fornecido, através do conjunto de treinamento, como também ter a capacidade de generalizar isto é, deve responder com um alto grau de confiabilidade às entradas não vistas no processo de aprendizado.

De maneira geral, o aprendizado ou, em outras palavras, o processo de ajuste dos pesos da rede pode ser dividido em

- Aprendizado não adaptativo
- Aprendizado adaptativo

No aprendizado não adaptativo os pesos da rede são calculados diretamente, usando expressões matemáticas que contêm informações relacionadas com o conjunto de treinamento. Exemplo deste tipo de aprendizado aparece nos métodos de treinamento empregados no modelo de Hopfield [32]. O aprendizado adaptativo começa com uma inicialização dos pesos da rede, que depois serão ajustados iterativamente segundo uma regra de ajuste pré-determinada.

Existem dois métodos básicos para o processo de aprendizado adaptativo que estão diretamente relacionados com a informação contida no conjunto de treinamento: aprendizado não supervisionado e o aprendizado supervisionado.

No aprendizado não supervisionado, os elementos que integram o conjunto de treinamento da rede, contêm só os vetores X de entrada, e a partir destes é feito o ajuste dos pesos segundo um critério que, na maioria das vezes, é de natureza competitiva. Um exemplo deste aprendizado está presente na rede de Kohonen [33] e de Carpenter - Grossberg.

O aprendizado supervisionado baseia-se em minimizar uma função objetivo ou função de custo E que representa, de alguma forma, o erro entre a saída desejada e a saída real da rede. Neste caso, o conjunto de treinamento da rede está formado por vetores que representam a entrada e saída desejada. Geralmente, a função de custo escolhida é a do erro médio quadrático e o método de otimização usado com maior frequência, para minimizar esta função, é o conhecido método do gradiente descendente. Para efetuar o aprendizado supervisionado da rede neural utiliza-se, geralmente, o algoritmo de aprendizado "*backpropagation*" aplicado extensivamente no treinamento de redes não recorrentes de múltiplas camadas, obtido por vários autores [31]; este algoritmo baseia-se nos princípios matemáticos do método do gradiente descendente, a figura 3.16 apresenta a idéia deste algoritmo. A seguir, são mostrados os passos de execução deste algoritmo.

1. **Inicialização:** nesta etapa são adotados valores aleatórios, dentro de uma determinada faixa, para os pesos e "bias" da rede.
2. **Apresentação dos vetores de entrada e saída desejados:** são apresentados à rede vetores de entrada-saída tomados a partir do conjunto de treinamento; os componentes destes vetores devem ser previamente normalizados. A representação deste vetor é escrito como:

$$\text{vetor de entrada: } \quad x = [x_0, x_1, \dots, x_{n-1}] \quad (3.16)$$

$$\text{o vetor de saída: } \quad y = [y_0, y_1, \dots, y_{m-1}] \quad (3.17)$$

nas quais, n  o número de componentes do vetor de entrada e m  o número de componentes do vetor de saída.

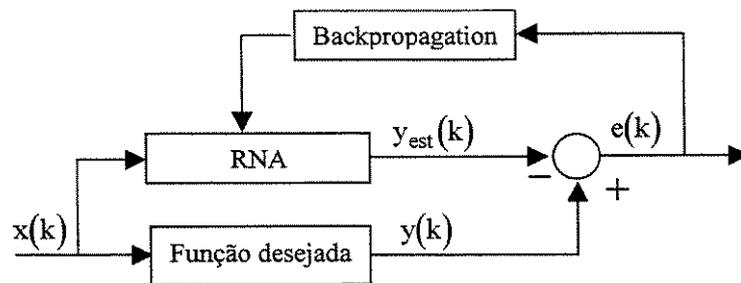


Figura 3.16 Algoritmo de backpropagation.

3. Cálculo da saída produzida pela rede: a partir da entrada apresentada no passo 2, calcula-se a saída real produzida pela rede. Este processo  feito propagando os sinais de saída de cada camada com a camada imediatamente posterior até chegar a camada de saída ("feedforward"). Representaremos o vetor de saída calculado pela rede por:

$$y = [y_0, y_1, \dots, y_{m-1}] \tag{3.18}$$

4. Atualizao dos pesos da rede: nesta etapa os pesos da rede são atualizados recursivamente efetuando um processo que se inicia na camada de saída e prossegue até a primeira camada da rede, usando para este ajuste a seguinte expressão geral:

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) + \eta \delta_j x_i, \tag{3.19}$$

na qual, $w_{ij}(k)$  o peso no instante k associado  conexão entre o neurônio i , localizado numa camada escondida ou na camada de entrada, e o neurônio j da camada seguinte; x_i  a saída do neurônio i ; η  o fator de aprendizado; δ_j  o termo de erro associado ao neurônio j .

Na expressão 3.19, o cálculo do termo de erro δ_j depende da localizao específica do neurônio. Caso ele pertenca  camada de saída será expresso como:

$$\delta_j = y_j(1 - y_j)(d_j - y_j) \tag{3.20}$$

na qual, d_j  a saída desejada no neurônio j da camada de saída e y_j  a saída real da rede.

Para o caso de um neurônio que pertence a uma camada oculta, o termo do erro associado ao neurônio j  expresso por:

$$\delta_j = x_j(1 - x_j) \sum_k \delta_k w_{jk}, \tag{3.21}$$

a somatória presente nesta equao  realizada para todos os neurônios que pertencem  camada posterior  aquela referente ao neurônio j . Com o objetivo de acelerar a convergência do algoritmo de treinamento, algumas vezes  introduzido um termo que expressa a inércia deste processo, escrito como $\alpha(w_{ij}(k) - w_{ij}(k-1))$ e com isso, a expressão utilizada para a atualizao dos pesos passa a ser a seguinte:

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) + \eta \delta_j x_i + \alpha(w_{ij}(k) - w_{ij}(k-1)) \tag{3.22}$$

estando α no intervalo $[0 \ 1]$.

Pelo fato do processo de atualização ser implementado a partir da última camada até chegar à primeira, o que significa que o termo de erro da camada posterior é utilizado para atualizar os pesos dos neurônios da camada atual, o processo de aprendizado recebe o nome de "backpropagation", ou de aprendizado por retropropagação do erro.

5. Volta ao passo 2: uma vez cumprido o passo 4 o algoritmo de treinamento volta ao passo 2. Repete-se este procedimento, para cada um dos exemplos presentes no conjunto de treinamento, até satisfazer uma determinada condição de parada. Geralmente, a condição de parada é expressa limitando o número de iterações do processo ou quando o valor da função de custo escolhida atinge o valor mínimo com a precisão desejada. É importante salientar o fato que, embora o algoritmo de treinamento não garanta que seja encontrado o mínimo global da função de custo, a convergência a um mínimo local é garantida. Como foi dito anteriormente, a função de custo escolhida é, na maioria das vezes, a do erro quadrático médio que neste caso particular pode ser expressa como:

$$e = \frac{1}{2} \sum_k (y_j - d_j)^2 \quad (3.23)$$

sendo a somatória realizada para todos os neurônios da camada de saída.

3.3.3 Aplicação de uma rede neural artificial na identificação da constante de tempo elétrica do rotor da máquina de indução operado sob controle vetorial.

Como foi analisado na seção de sensibilidade paramétrica do capítulo anterior, nas condições ideais de trabalho do controle vetorial por orientação no fluxo do rotor da máquina de indução operando em regime, cumprem-se as seguintes condições [34]:

1. As correntes do sistema são ideais, isto é:

$$\begin{aligned} i_{as} &= i_{as}^* \\ i_{bs} &= i_{bs}^* \\ i_{cs} &= i_{cs}^* \end{aligned} \quad (3.24)$$

na qual, i_{as}, i_{bs}, i_{cs} são as correntes efetivas do motor e $i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$ são as correntes comandadas geradas pelo controle.

2. A frequência elétrica de comando ω_e^* e a frequência elétrica do motor são iguais:

$$\omega_e^* = \omega_e \quad (3.25)$$

3. Os componentes das correntes de comandos (*) e efetivas do estator no sistema de referência síncrono (d-q) são iguais e constantes:

$$\begin{aligned} i_{ds}^{e*} &= i_{ds}^e \\ i_{qs}^{e*} &= i_{qs}^e \end{aligned} \quad (3.26)$$

A perda da condição de desacoplamento ideal ($\gamma \neq 1$) no controle isto é, a constante de tempo elétrica do rotor utilizada no controle difere da constante de tempo elétrica do rotor real da máquina, foi analisada a partir das equações (2.57) e (2.58) da seção 2.5, apreciando sua influência no comportamento dos componentes das correntes efetivas e de comandos do motor.

Baseada na idéia anterior e utilizando os pacotes de softwares Matlab e Simulink, uma rede neural artificial  treinada de forma "off-line" para fazer a identificao da constante de tempo elétrica do rotor. Esta rede  do tipo perceptron multicamadas isto , está composta por 4 entradas, duas camadas ocultas de 10 neurônios cada e uma saída (4-10-10-1). A funo de ativao utilizada nos neurônios  a tangente hiperbólica. A figura 3.17 mostra o diagrama de blocos do sistema utilizado para compensar as variaoes da constante de tempo elétrica do rotor usando uma rede neural. Deste esquema pode ser constatado que, mesmo com o uso de um estimador de fluxo para obter os componentes das correntes efetivas do motor, as características do controle indireto são mantidas.

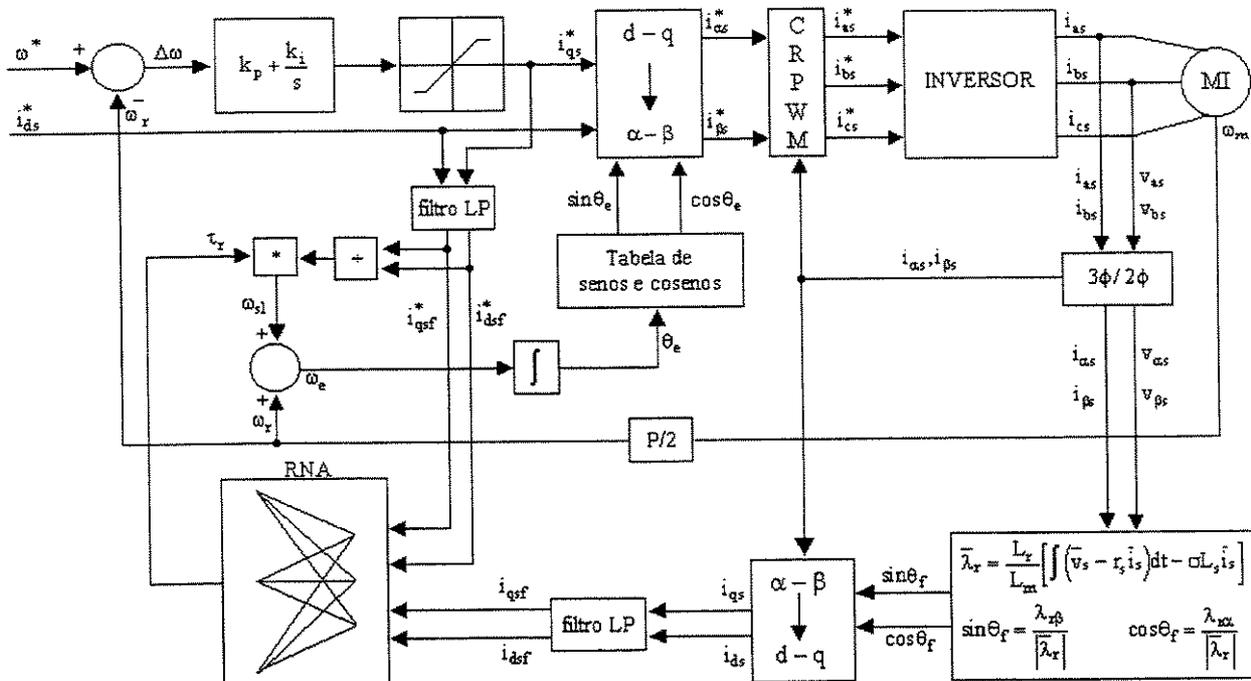


Figura 3.17 Esquema do controle vetorial indireto utilizando uma rede neural para compensar as variaoes de τ_r .

Para obter os padrões de treinamento da rede são considerados os seguintes aspectos:

1. O componente de comando segundo o eixo direto da corrente de estator i_{ds}^{e*}  constante.
2. O componente de comando segundo o eixo em quadratura da corrente de estator i_{qs}^{e*} pode ser variado em pequenos passos.
3. Os dois itens anteriores são utilizados para avaliar as expressoes (2.57) e (2.58) analisadas no capítulo anterior, que permitem o cálculo dos componentes das correntes efetivas do motor. Isto garante a análise completa de todas as regioes de trabalho do motor.

Deste modo, os padrões de entrada-saída são obtidos utilizando cada valor de i_{qs}^{e*} do item 2), e repetindo, o item 3) para diferentes valores do fator de desacoplamento (γ) na faixa de variao mencionada no capítulo anterior. Desta forma, os valores dos componentes de comandos e efetivos, estes últimos calculados a partir das expressoes (2.57) e (2.58), ($i_{qs}, i_{ds}, i_{qs}^{e*}, i_{ds}^{e*}$) são fornecidas como entradas  rede neural e o fator de desacoplamento (γ) como saída da mesma.

O tempo requerido para o treinamento de uma rede neural depende do tamanho dos padrões de entrada-saída e da escolha do algoritmo de treinamento. A versão “standard” do “backpropagation” apresenta uma convergência muito lenta para o erro desejado e requer um número muito grande de iterações. Uma versão melhorada deste algoritmo é aquele com momento e taxa de aprendizado adaptativo o qual permite a redução do número de iterações. Uma versão mais recente usa o algoritmo de Levenberg-Marquardt [35], que converge rapidamente mas, requer de uma grande quantidade de memória e tempo de computação. A seleção do tamanho da rede neural é um compromisso entre a precisão da saída da rede, o tempo de treinamento e a capacidade de generalização da rede.

Neste caso em particular, a rede neural é treinada utilizando o “toolbox” de redes neurais do MATLAB, utilizando para o treinamento o algoritmo de Levenberg-Marquardt. A figura 3.18 mostra o comportamento do erro quadrático médio, critério minimizado no processo de treinamento da rede neural, em função do número de iterações. Como se observa, no início do treinamento da rede o erro cai com uma rapidez maior quando comparado com a etapa final do processo em que, praticamente, o erro varia muito pouco o que evidencia uma das características fundamentais dos métodos baseados no gradiente descendente.

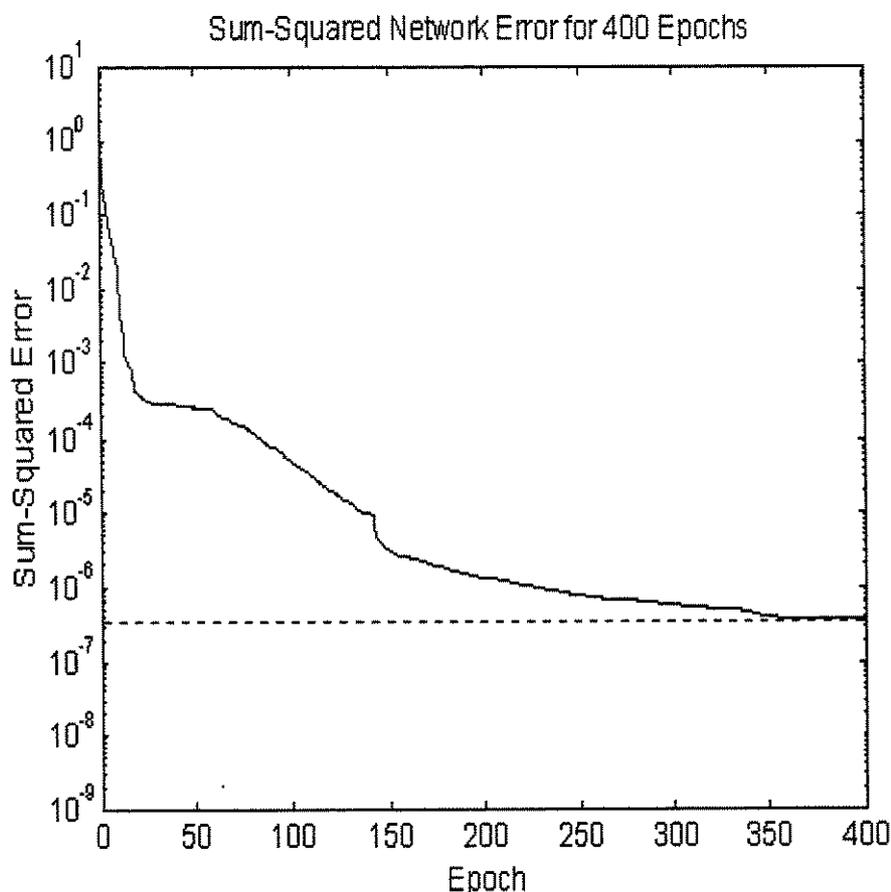


Figura 3.18 Erro quadrático médio em função do número de iterações.

Para testar o método de estimação proposto, o esquema mostrado na figura 3.17, é simulado nas seguintes condições de desacoplamento 1) $\gamma = 0.769$ e 2) $\gamma = 0.666$. O ciclo de carga utilizado em ambos casos é apresentado na figura 3.19, e o valor da referência de velocidade é 1700 rpm.

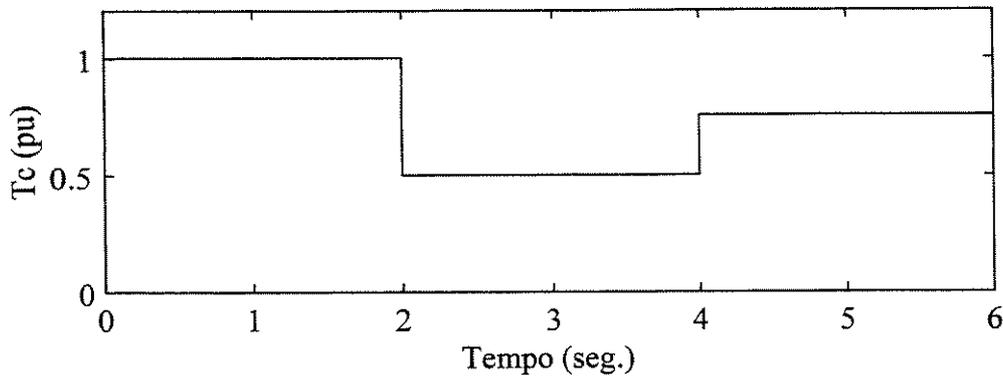


Figura 3.19 Ciclo de carga aplicado à máquina.

Como pode ser observado da figura 3.17, a rede neural recebe como entradas as correntes efetivas as respectivas de comando no sistema síncrono d-q. Sua função é a de oferecer, dependendo dos valores destas correntes, o valor da constante de tempo elétrica do rotor que permita o cálculo correto da frequência de escorregamento utilizada no controle. A rede neural vai operar com um ciclo de trabalho similar ao usado pelo algoritmo genético analisado na seção anterior.

As figuras 3.20 e 3.22 mostram as relações entre as correntes de comando efetivas para as condições de desacoplamento $\gamma = 0.769$ e $\gamma = 0.666$. Nestes casos, a rede neural utilizada para atualizar a constante de tempo não está conectada no esquema. Pode ser apreciado a partir das figuras 3.20(a) e 3.22(a) que o componente em quadratura da corrente de comando (i_{qs}^*) não coincide com sua respectiva corrente efetiva (i_{qs}), devido a variação da constante de tempo elétrica da máquina. Isto se deve ao fato de na operação em regime, o componente da corrente efetiva responsável pelo fluxo (i_{ds}) decresce quando comparada com o componente da corrente de comando (i_{ds}^*) como mostrado nas figura 3.20(b) e 3.22(b).

As figuras 3.21 e 3.23 apresentam os casos anteriores quando, a rede neural é conectada ao sistema. Podemos apreciar que a mesma é capaz de minimizar a diferença entre os componentes das correntes efetivas e de comandos da máquina, e isto deve-se ao fato de uma atualização mais apropriada da frequência de escorregamento (ω_{sl}) através de uma melhor estimação do valor da constante de tempo elétrica do rotor.

A partir da análise das seguintes simulações, destaca-se a utilização de uma rede neural artificial previamente treinada isto é, treinamento "off line", para realizar a estimação da constante de tempo elétrica do rotor da máquina de indução operando em regime permanente. Observa-se que, as correntes efetivas e de comando são aproximadamente iguais, para um fator de desacoplamento diferente da unidade, quando é feito o ajuste do valor de τ_r utilizando a RNA. Como consequência deste fato, obtém-se o desacoplamento quase completo entre os componentes das correntes de fluxos e conjugado apesar das condições de desintonia do controle

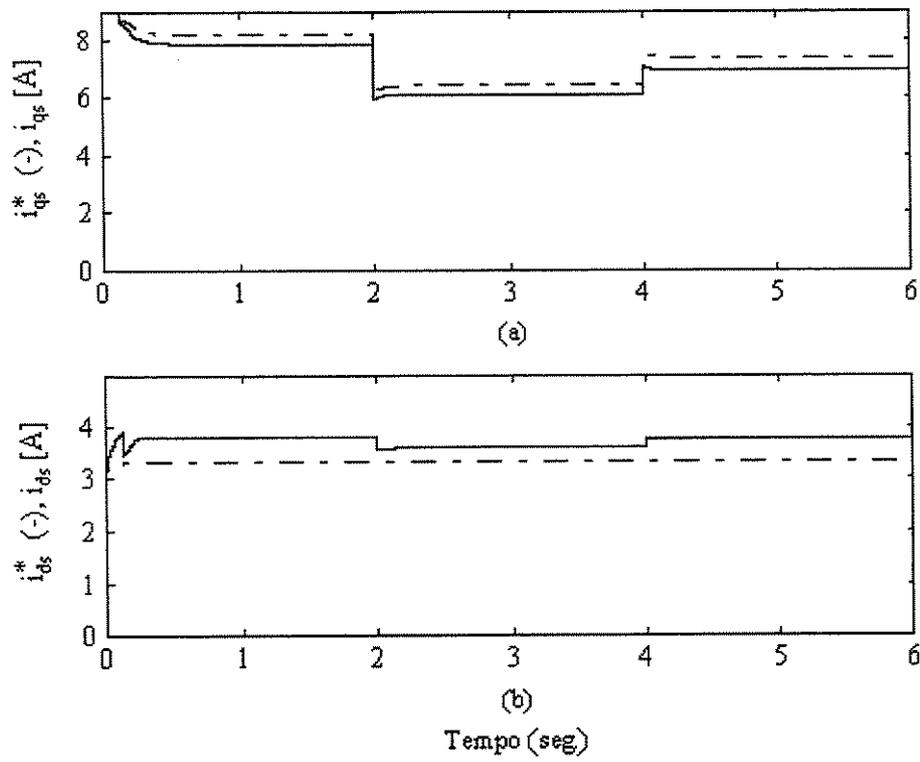


Figura 3.20 Correntes efetivas e de comandos da máquina para $\gamma = 0.769$, sem correção do valor de τ_r (rede neural desativada).

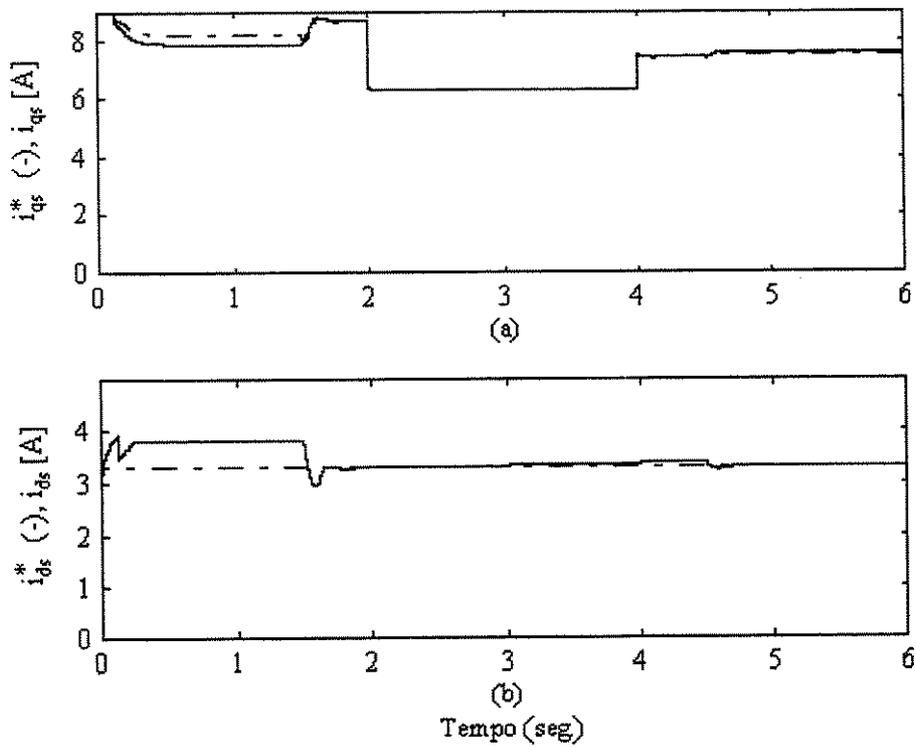


Figura 3.21 Correntes efetivas e de comandos da máquina para $\gamma = 0.769$, com correção do valor de τ_r através da rede neural.

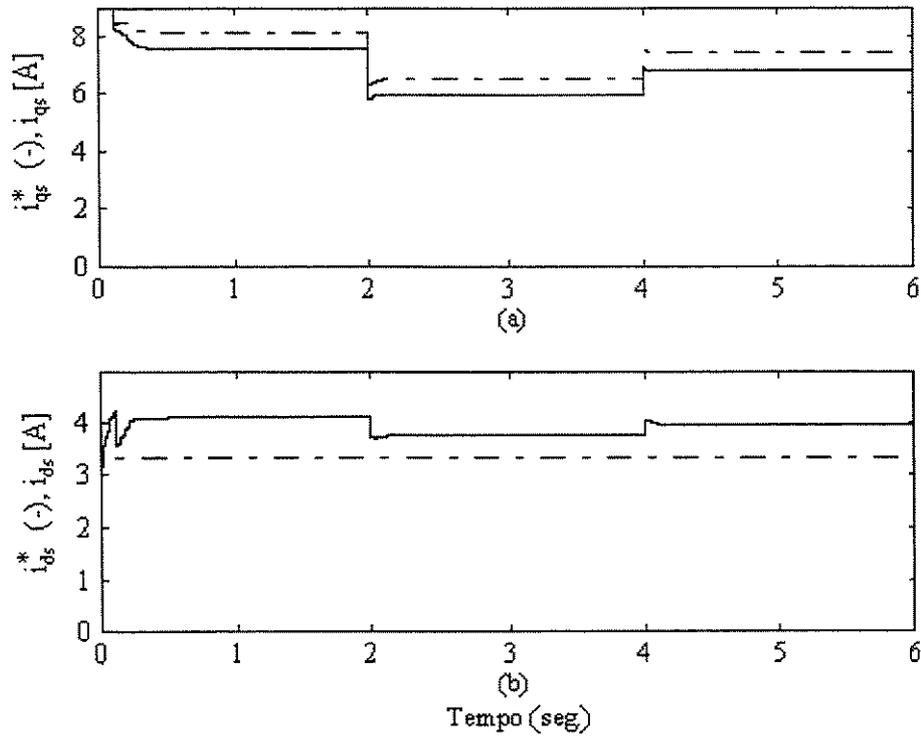


Figura 3.22 Correntes efetivas e de comandos da máquina para $\gamma = 0.666$, sem correção do valor de τ_r (rede neural desativada).

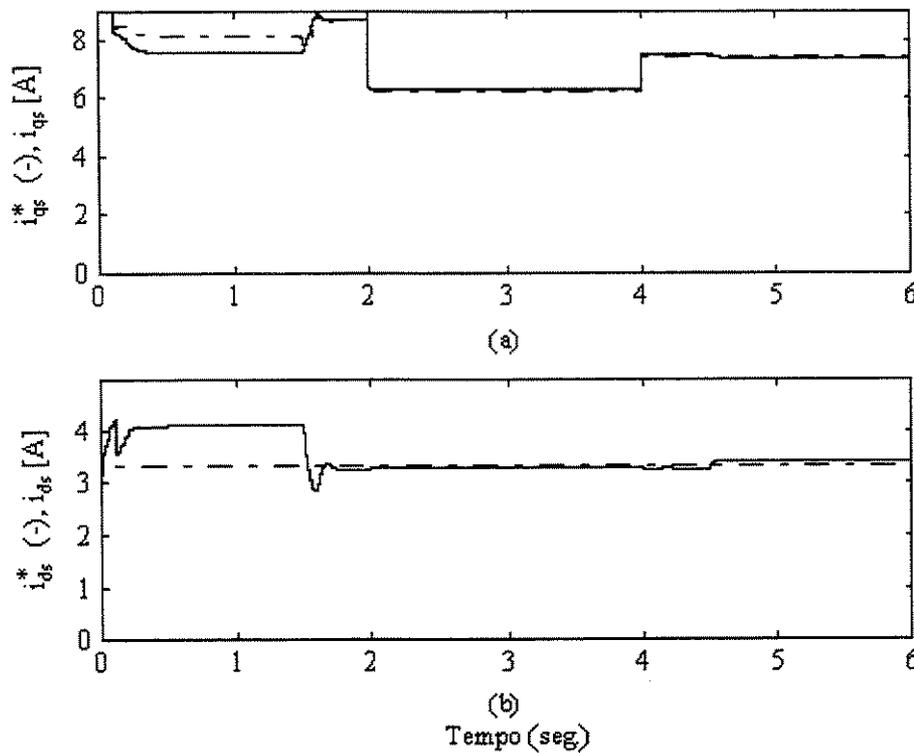


Figura 3.23 Correntes efetivas e de comandos da máquina para $\gamma = 0.666$, com correção do valor de τ_r através da rede neural.

CAPÍTULO 4

Descrição Funcional do Sistema de Controle Digital Implementado

4.1 Introdução

A implementação de sistemas de controle para acionamentos tem alcançado um alto grau de desenvolvimento devido, principalmente ao uso de IGBTs (Isolated Gate Bipolar Transistor) nos módulos inversores e de processadores digitais de sinais (DSP) na parte do controle. Os primeiros permitem uma simplificação notável na parte do controle do inversor enquanto os segundos possibilitam a implementação de complexos algoritmos de controle, identificação entre outros, dando ao sistema: flexibilidade operacional, alta velocidade de cálculo, diminuição da relação custo/benefício e uma integração do controle dentro de um único chip. Na literatura internacional tem-se verificado uma grande tendência a se adotar plataformas baseadas em DSP ou processadores digitais de sinais.

Neste capítulo é feita uma descrição funcional da implementação do controle vetorial orientado no fluxo do rotor através de seus dois métodos: indireto e direto. A plataforma utilizada nesta implementação está baseada no processador digital de sinais DSP Motorola 56001.

4.2 Diagrama de blocos do sistema implementado

A Figura 4.1 mostra o diagrama de blocos geral do sistema implementado. Nesta figura o sistema implementado é dividido, para uma melhor compreensão da operação do mesmo, em “hardware” e “software”.

O “hardware” tem como função a aquisição e o condicionamento dos sinais das correntes, tensões e da velocidade, e seus respectivos circuitos serão analisados nas próximas seções.

O bloco do “software”, que é implementado no DSP, pode ser subdividido em dois blocos fundamentais: (a) o bloco do controle vetorial indireto por orientação no fluxo do rotor (convencional) e (b) aquele relativo ao estimador do fluxo do rotor utilizando as tensões e correntes do estator.

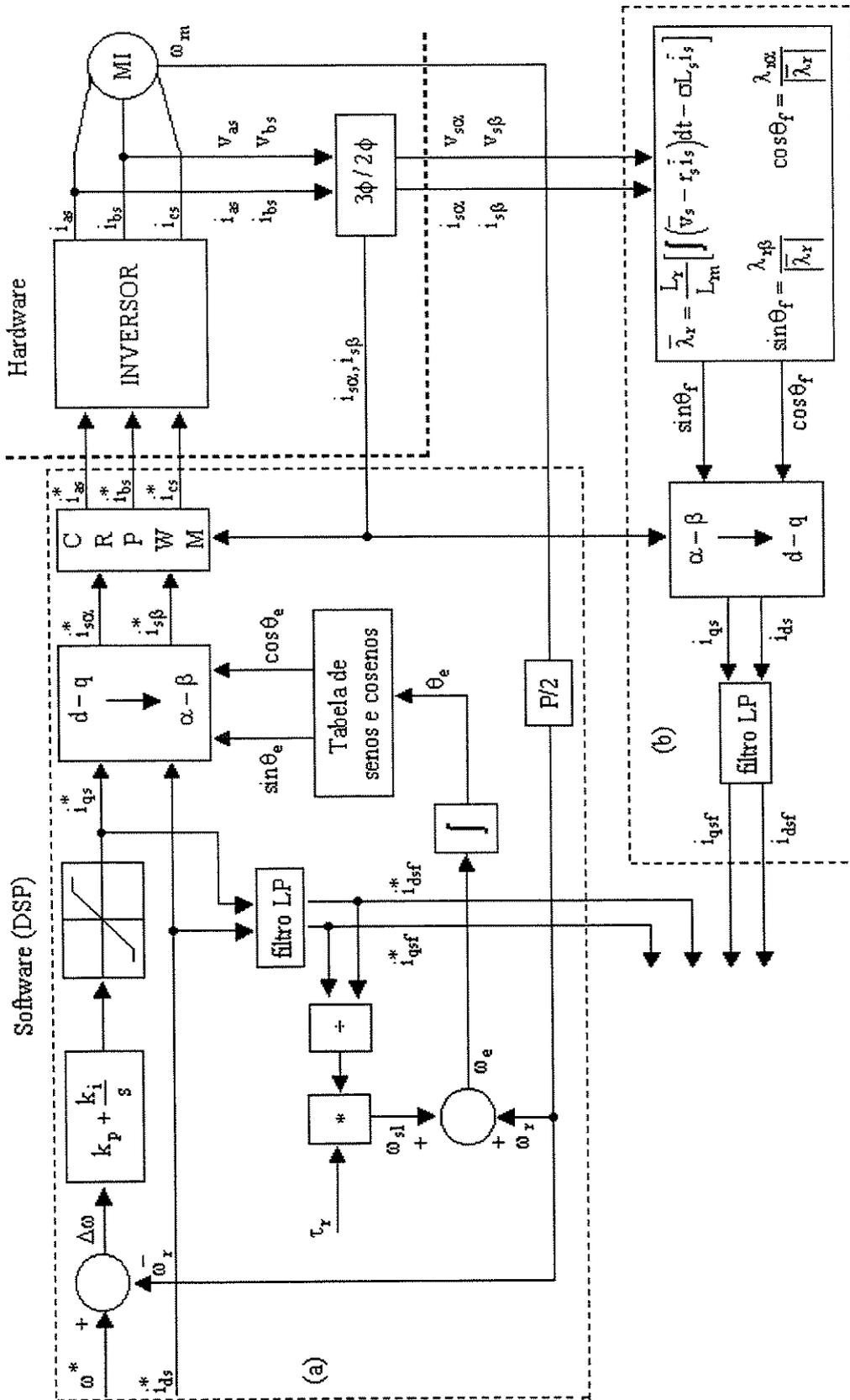


Figura 4.1 Diagrama de blocos do Controle Vetorial por orientação do Fluxo do rotor.

4.3 Caracterização do sistema de controle implementado com o DSP Motorola 56001

Dadas suas características de alto desempenho, o DSP Motorola 56001 é bastante apropriado para aplicações de comunicações, controle de alta velocidade, processamento numérico, aplicações em computação, entre outras. Dentro das principais características deste processador estão [36, 37]:

- 1) Elevada velocidade de cálculo, conseguindo realizar até 10.25 milhões de operações por segundo (MISP). Por exemplo, ele consegue executar uma FFT complexa de 1024 pontos em 3.23 mseg.
- 2) Apresenta uma palavra de trabalho de 24 bits.
- 3) Possui características de paralelismo: cada unidade de execução interna (AGU, controlador de programa, ALU) opera independentemente e em paralelo com as outras unidades, através de um sofisticado barramento do sistema.
- 4) Apresenta um conjunto de 62 mnemônicos de instruções que fazem a programação deste DSP bastante fácil. Apresenta instruções tais como DO e REP que permitem programar estruturadamente.

A implementação do controle vetorial exige determinados sinais de sincronismo em tempo real. Estes sinais são:

- Sinal de sincronismo da frequência de chaveamento do inversor.
- Entrada para a medição do sinal de velocidade proveniente do “encoder”.
- Timer para sincronizar o tempo em que vai ser realizado o controle.

Em função disso, o DSP Motorola 56001 oferece duas entradas para o atendimento de interrupções externas (\overline{IRQA} e \overline{IRQB}) e, uma interrupção de timer (TIMER SCI) com níveis de prioridade programáveis, que podem ser perfeitamente adaptados para a função de sincronismo no controle vetorial.

A medição de velocidade é feita através da interrupção \overline{IRQB} do DSP, a qual é programada para atuar com flanco de descida, apresentando o nível de maior prioridade dentro das interrupções utilizadas, com o objetivo de evitar a perda de informação desta variável durante a execução das outras tarefas. Dentro desta interrupção são contados os pulsos emitidos pelo “encoder” no tempo de controle (na sessão referente a medição de velocidade detalha-se mais neste aspecto), sendo o tempo que o DSP demora para atender esta interrupção na ordem dos nseg (198 nseg).

Por outro lado, a interrupção \overline{IRQA} é programada para operar com o segundo maior nível de prioridade. Esta interrupção está relacionada a tarefas como chaveamento do inversor, medição dos sinais de tensão e corrente com o conversor analógico-digital e cálculos dos fluxos do rotor. Recebe um sinal de sincronismo externo gerado pelo CI 555 com uma frequência de 20 KHz isto é, o sinal de sincronismo interrompe a cada 50 μ seg. O tempo no qual o DSP atende esta interrupção é de aproximadamente 27 μ seg. A Figura 4.2 mostra o diagrama de fluxo desta rotina.

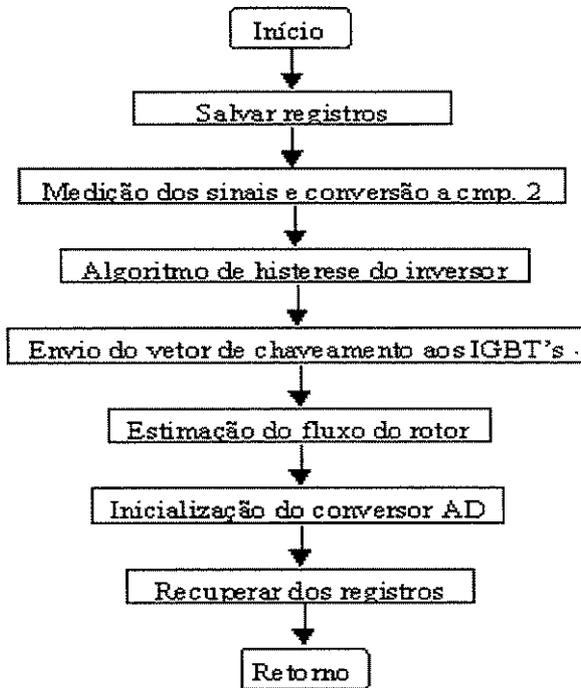


Figura 4.2. Fluxograma da rotina de chaveamento da interrupção \overline{IRQA} .

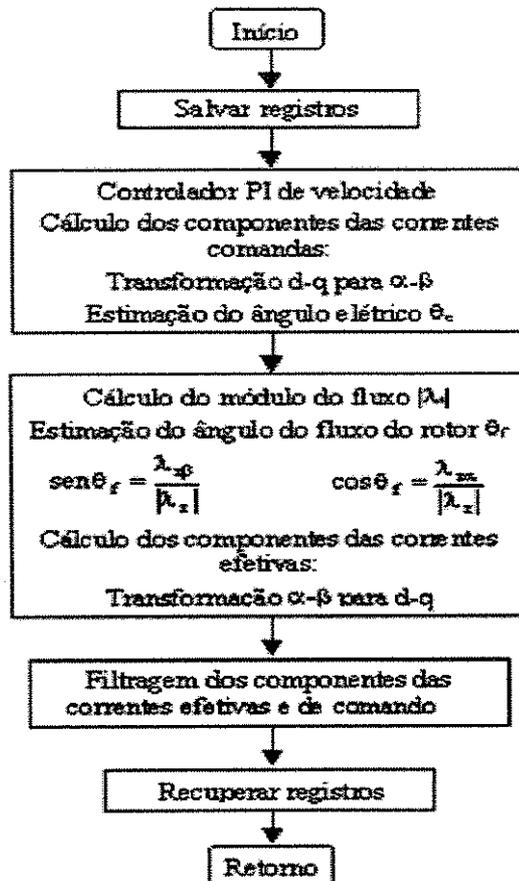


Figura 4.3 Fluxograma da rotina de interrupção do timer do DSP.

A última fonte de interrupção utilizada é o timer SCI do DSP. Este apresenta o menor nível de prioridade e é programado para ser atendido a cada 450 μ seg e este tempo a partir de agora será referenciado como t_c . Nesta interrupção é feita a implementação do controle vetorial indireto por orientação do fluxo do rotor e o cálculo dos componentes efetivos das correntes do rotor através do uso do estimador de fluxo do rotor. Estas correntes efetivas e de comando serão utilizadas para a posterior análise de variação da constante de tempo elétrica do rotor no controle. O tempo consumido pelo DSP para o atendimento a esta interrupção é de aproximadamente 100 μ seg. A Figura 4.3 apresenta o diagrama de fluxo desta rotina.

4.4 Descrição funcional do “hardware” utilizado.

A figura 4.4 mostra o diagrama esquemático dos enrolamentos trifásicos do estator de uma máquina de indução. Destaca-se a existência de três correntes, nas respectivas fases, defasadas entre si de 120° , com as suas respectivas tensões. Este diagrama nos será útil no entendimento das transformações de variáveis que serão realizadas nas próximas seções e é importante ressaltar que o ângulo θ é definido com o ângulo entre o eixo real do sistema estacionário e eixo direto do sistema síncrono.

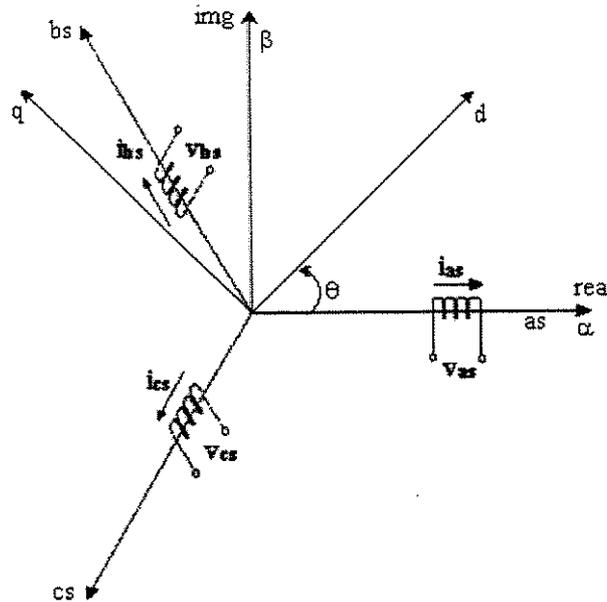


Figura 4.4. Diagrama esquemático dos enrolamentos trifásicos do estator de uma máquina de indução.

4.4.1 Aquisição dos sinais de correntes.

Para medir as correntes do motor são utilizados sensores de efeito Hall em duas fases. Estes sinais de correntes são transformados para o sistema de coordenadas α - β , antes de entrar no DSP. As equações que governam esta transformação são:

$$\bar{I}_s = \frac{2}{3} [i_{as} e^{j0} + i_{bs} e^{j2\pi/3} + i_{cs} e^{j4\pi/3}] \quad (4.1)$$

$$\bar{I}_s = \frac{2}{3} \left[i_{as} - \frac{1}{2} i_{bs} + j \frac{\sqrt{3}}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs} - j \frac{\sqrt{3}}{2} i_{cs} \right] \quad (4.2)$$

No sistema a três fios as correntes mantêm a seguinte relação:

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (4.3)$$

e isto permite expressar a equação 4.2 em função das correntes i_{as} e i_{bs} :

$$\bar{I}_s = \frac{2}{3} \left[\frac{3}{2} i_{as} + j \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{as} + 2i_{bs}) \right] = i_{as} + j \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{as} + 2i_{bs}) \quad (4.5)$$

A partir da expressão 4.5 e tomando como referência a figura 4.4 obtêm-se as expressões para as correntes no sistema estacionário:

$$i_{\alpha s} = i_{as} \quad (4.6)$$

$$i_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{as} + 2i_{bs}) \quad (4.7)$$

As equações (4.6) e (4.7) representam a transformação do sistema trifásico a três fios (abc) ao sistema bifásico estacionário (α - β). Este tipo de transformação é implementada através de um “hardware” externo ao DSP. O mesmo é constituído por amplificadores operacionais mostrados na Figura 4.5. Além de realizar esta transformação, este “hardware” normaliza os valores que serão adquiridos pelo conversor analógico-digital a níveis adequados para sua medição isto é, sinais na faixa 0 a 5 volts. São utilizados dois canais do conversor analógico-digital para receber estes sinais normalizados.

4.4.2 Aquisição dos sinais de tensões.

Para medir as tensões também são utilizados sensores de efeito Hall entre as linhas do motor. De forma análoga à transformação das correntes e tomando como base a Figura 4.4, temos que as equações que regem a transformação das tensões são:

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} \left[v_{as} e^{j0} + v_{bs} e^{j2\pi/3} + v_{cs} e^{j4\pi/3} \right] \quad (4.8)$$

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} \left[v_{as} - \frac{1}{2} v_{bs} + j \frac{\sqrt{3}}{2} v_{bs} - \frac{1}{2} v_{cs} - j \frac{\sqrt{3}}{2} v_{cs} \right] \quad (4.9)$$

Representando as tensões de linha do sistema a três fios da forma $V_{ab} = v_{as} - v_{bs}$, $V_{bc} = v_{bs} - v_{cs}$ e $V_{ca} = v_{cs} - v_{as}$ e expressando a equação (4.9) em função das tensões de linha V_{ab} e V_{bc} , obtêm-se:

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} \left[V_{ab} + \frac{1}{2} V_{bc} + j \frac{\sqrt{3}}{2} V_{bc} \right] = \frac{2}{3} \left(V_{ab} + \frac{1}{2} V_{bc} \right) + j \frac{1}{\sqrt{3}} V_{bc} \quad (4.10)$$

Assumindo o sistema estacionário da figura 4.4 resulta:

$$v_{\alpha s} = \frac{2}{3} V_{ab} + \frac{1}{3} V_{bc} \quad (4.11)$$

$$V_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{bc} \quad (4.12)$$

As equações (4.11) e (4.12) representam a transformação do sistema trifásico a três fios (abc) ao sistema bifásico estacionário (α - β). De maneira similar ao caso das correntes, a transformação dos sinais de tensão é feita por um circuito externo ao DSP mostrado na figura 4.6, que também está encarregado da normalização dos valores que serão medidos pelo conversor analógico-digital a níveis adequados para sua medição, isto é, sinais na faixa 0 a 5 volts. Também são utilizados mais dois canais do conversor analógico-digital para receber estes sinais normalizados.

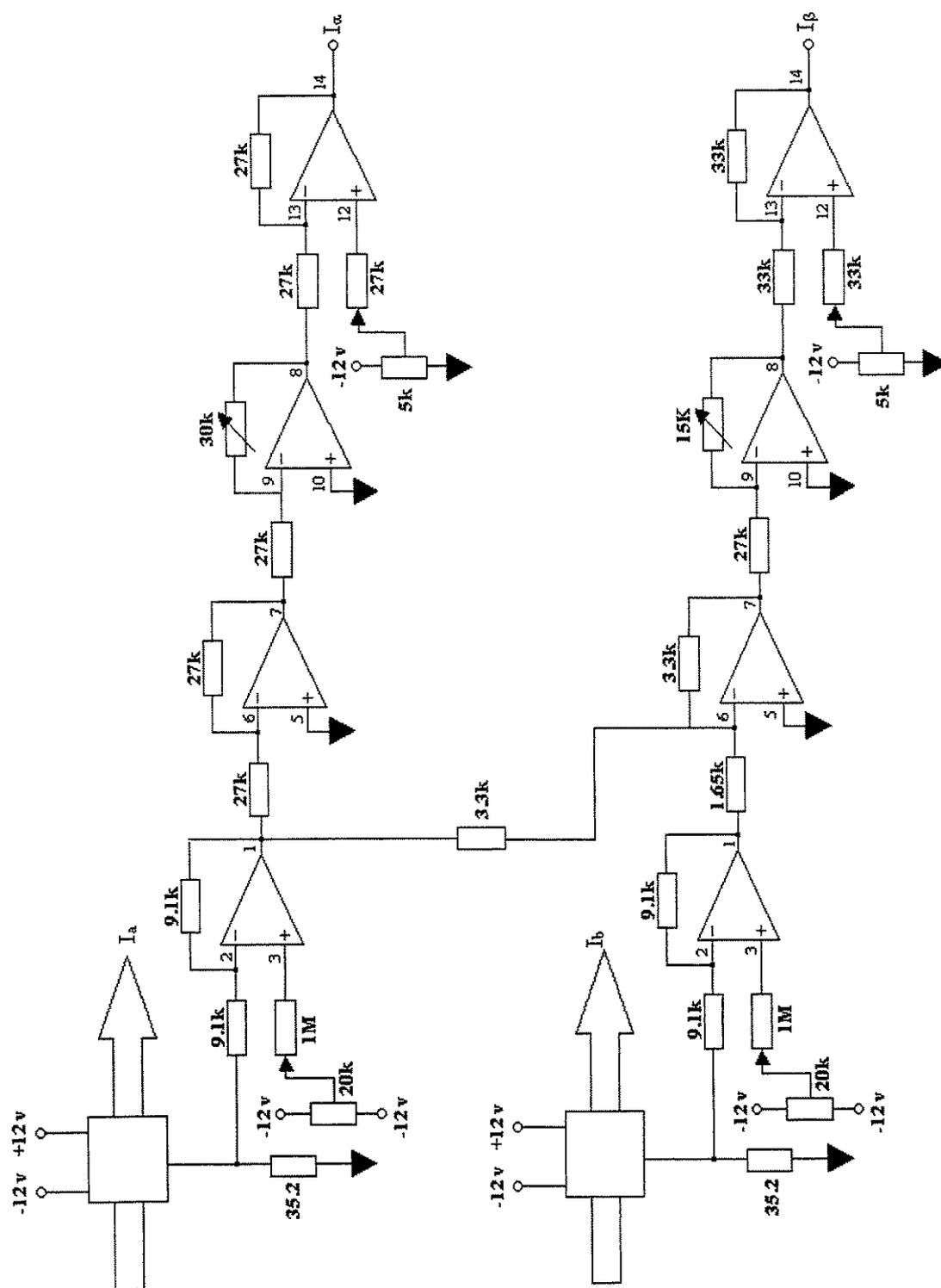


Figura 4.5. Circuito para o acondicionamento das correntes i_α e i_β .

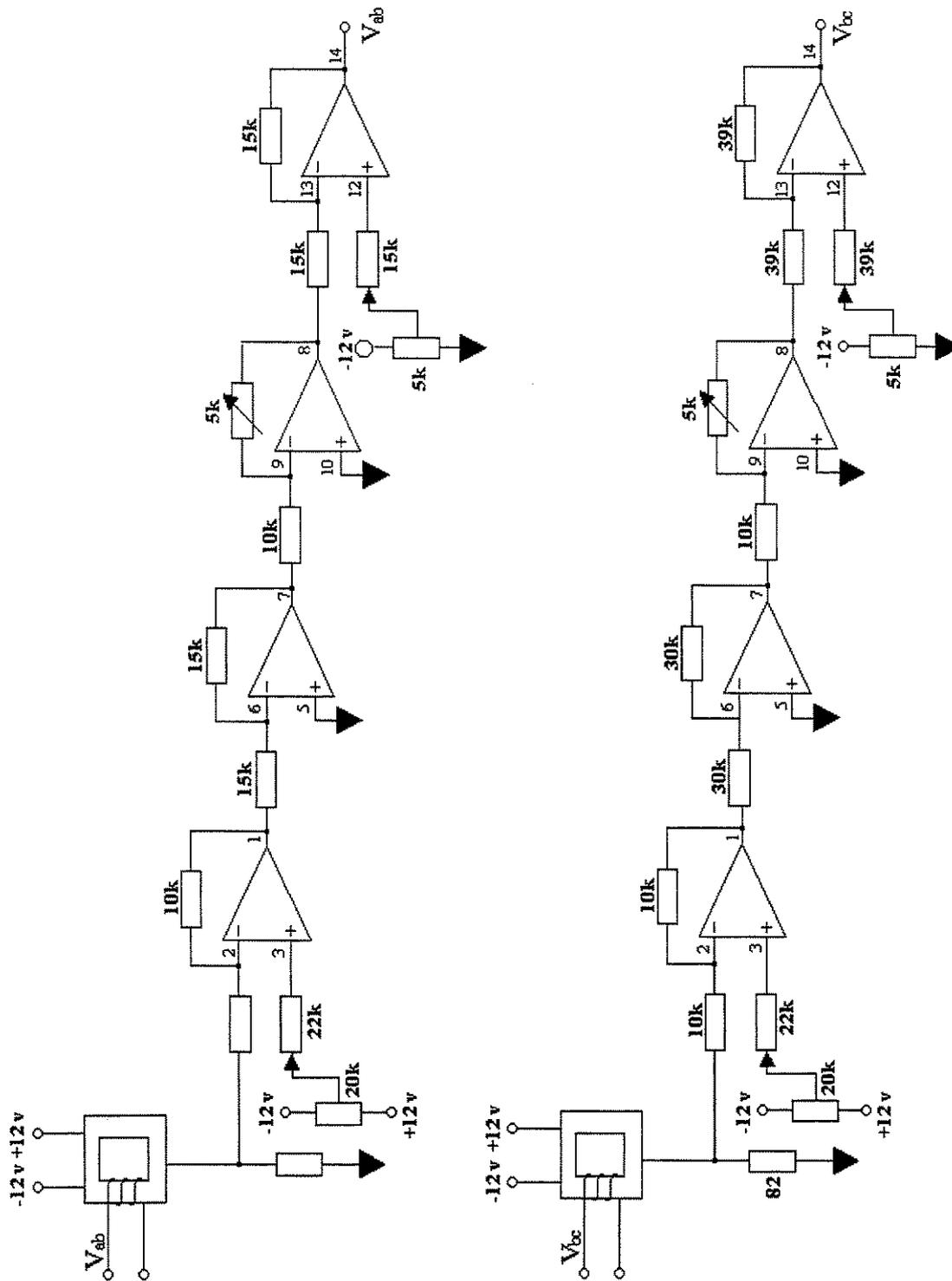


Figura 4.6. Circuito para o condicionamento das tensões V_{ab} e V_{bc} .

4.4.3 Medição do sinal de velocidade

A informação referente a velocidade mecânica do rotor é obtida a partir da saída do gerador rotativo incremental de pulsos (“encoder”) colocado no eixo do motor. Este dispositivo gera um trem de pulsos de amplitude na faixa de 0 a 5 volts, com frequência proporcional a velocidade.

Todo “encoder” é caracterizado por uma constante, que fornece o total de pulsos que este emite por revolução (ppr) deste modo, a qualidade do dispositivo esta estreitamente relacionada a este parâmetro.

Existem dois métodos para medir a velocidade com o “encoder”:

- 1) O primeiro deles é baseado na contagem dos pulsos emitidos pelo “encoder” em um período de tempo fixo (período de amostragem) e sua divisão pela constante do “encoder”:

$$v(k) = \frac{x(k) - x(k-1)}{T} \quad (4.13)$$

na qual $v(k)$ é velocidade no instante de tempo discreto k , x é a posição do rotor dada pelo número de pulsos e T é o período de amostragem fixo.

Para um melhor entendimento deste método, considere-se um “encoder” de 1250 ppr o qual está sendo manipulado pelo DSP com uma taxa de amostragem do laço de velocidade de 1053 Hz (0.95 mseg). Neste período foram contados 35 pulsos:

$$x(k) = \frac{n_{\text{pulsos}}}{\text{Cte}_{\text{encoder}}} = \frac{35}{1250} = 0.028 \text{ rev}$$

$$v(k) = \frac{0.028}{0.95 \cdot 10^{-3}} = 29.47 \text{ rps} = 1768 \text{ rpm}$$

Este método de medição de velocidade tem uma precisão limitada pela resolução do sensor de posição e pelo tempo de amostragem. Basta citar que no exemplo visto anteriormente, um erro de ± 1 pulso equivale a uma faixa de variação de velocidade de ± 50 rpm aproximadamente, sendo este efeito muito mais pronunciado nas baixas velocidades.

Para elevar a precisão deste método de medição de velocidade, aumenta-se a resolução “encoder”. O “encoder” oferece dois pulsos quadrados A e B com frequência proporcional a velocidade angular do rotor. Também oferece o complemento dos dois sinais anteriores \bar{A} e \bar{B} . Os pulsos A e B (e os seus respectivos complementos) estão sempre desfasados 90 graus um do outro. O pulso A passará de adiantado de 90 graus para atrasado de 90 graus se o sentido do giro do motor for alterado. Aproveitando este deslocamento de 90 graus entre estes trens de pulsos, os mesmos podem ser introduzidos numa porta lógica ou exclusivo (xor) com o objetivo de multiplicar seu período por dois e com isto, aumentar a resolução deste dispositivo. A Figura 4.7 mostra o diagrama de tempo dos trens de pulsos do “encoder” em dependência do sentido de rotação do motor.

- 2) O segundo método utilizado na medição de velocidade é considerando a medição do período de tempo entre dois pulsos consecutivos do “encoder”, através de um timer.

Este procedimento é realizado da seguinte forma: entre uma interrupção e outra, gerada pelo “encoder”, é lido o valor da conta do timer que representa o tempo do “encoder” para um pulso. Este valor multiplicado pela base de tempo do timer utilizado e pela constante do “encoder” resulta na velocidade.

$$v(k) = \frac{X}{t(k) - t(k - 1)} \tag{4.14}$$

na qual, t é tempo, X é o intervalo de posição fixo e k é o instante de tempo discreto.

Para o mesmo exemplo do primeiro método, em determinada velocidade do motor, o timer utilizado na medição da velocidade registra um pulso com período de $27.15 \mu\text{seg}$ (t_m).

$$t(k) = t_m * \text{cte_encoder} \tag{4.15}$$

$$v(k) = \frac{1 \text{ pulso}}{t(k)} = 29.47 \text{ rps} = 1768 \text{ rpm} \tag{4.16}$$

Ao contrário do primeiro método, este oferece uma maior precisão a baixas velocidades. A largura de cada pulso é definida pela resolução do “encoder” e através da medição do intervalo de tempo entre dois flancos de pulsos consecutivos. A equação (4.14) pode ser implementada no DSP mediante a execução de uma divisão. A precisão deste método está diretamente relacionada com o número de bits do “timer” utilizado e com a magnitude da velocidade do motor. Porém, este método apresenta problemas na medição de velocidades altas. O aumento da velocidade faz com que o intervalo de tempo $t(k)-t(k-1)$ entre dois pulsos consecutivos do “encoder” seja menor deixando a medição, desta variável, fortemente relacionada com a resolução do “timer” utilizado. Este fato pode introduzir consideráveis erros na estimativa das altas velocidades.

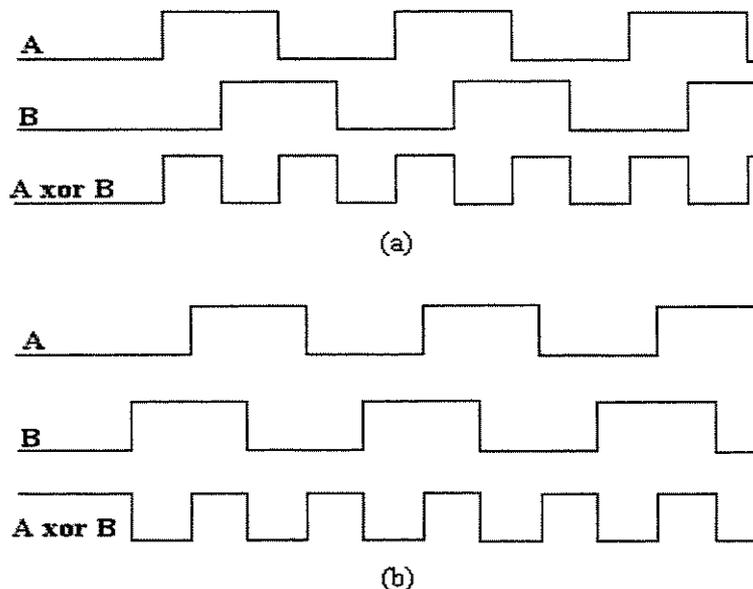


Figura 4.7. Sinais oferecidos pelo “encoder” acoplado ao eixo do motor e sua combinação através de uma porta or exclusivo: (a) Sentido horário e (b) sentido anti-horário.

Neste trabalho é usado um “encoder” de 1250 pulsos por revolução (ppr). O sinal de saída do “encoder” depois de passado pelo circuito da figura 4.8, para aumentar a imunidade ao ruído e elevar a resolução deste dispositivo, é levado até o DSP através do pino da interrupção IRQB. Esta interrupção é configurada por software para ser atendida por flanco de descida garantindo com isso, uma atenção mais rápida desta interrupção.

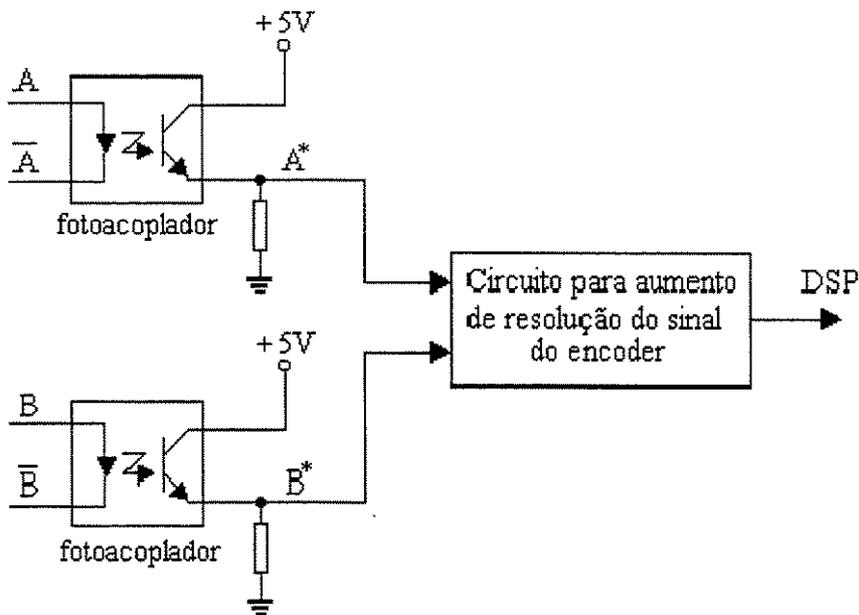


Figura 4.8 Circuito de acondicionamento dos sinais do encoder.

4.4.4 Estrutura geral do sistema implementado

Como já foi mencionado, o dispositivo base utilizado nesta implementação é o DSP Motorola 56001, porém conjuntamente com este DSP são utilizados outros dispositivos que o auxiliam no processamento de toda a informação disponível. Dentro destes dispositivos encontram-se o conversor analógico-digital (CAD) e o conversor digital-analógico (CDA). O CAD utilizado é o dispositivo da Analog Device AD7828 que apresenta entre suas principais características 8 canais analógicos multiplexados cujos tempos de conversão é de 2.5 μ s por canal a uma frequência de 100 KHz, apresenta alimentação simples (+ 5 volts) e pode ser facilmente conectado com os mais diversos tipos de microprocessadores. O CDA utilizado, é também um dispositivo da Analog Device, o ADC8413, que conta entre suas principais características com 4 saídas analógicas, operação uni e bipolar, rápido acesso ao barramento do sistema e 12 bits de resolução. A figura 4.9 mostra o diagrama geral do sistema implementado.

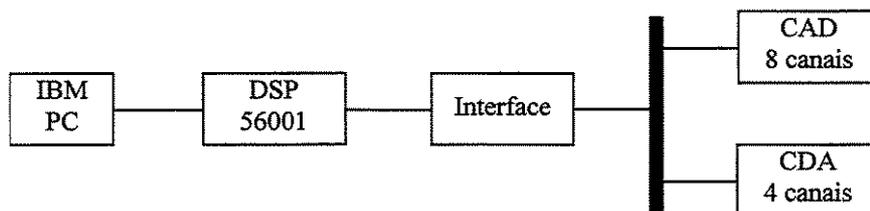


Figura 4.9 Estrutura do sistema implementado baseado no DSP.

4.5 Descrição funcional do sistema implementado no DSP

4.5.1 Regulador PI de velocidade

Na estrutura do controle indireto mediante a orientação do fluxo do rotor é utilizado um regulador PI na malha de velocidade, o qual é encarregado de oferecer o componente da corrente de estator associado à produção de conjugado eletromagnético. A entrada do regulador PI é o erro entre as velocidades de referência e a velocidade real.

A transformada de Laplace da função de transferência do regulador PI é expressa da seguinte forma:

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{4.17}$$

na qual: $Y(s)$ é a saída do regulador, $E(s)$ é a entrada, k_p e k_i são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

O modelo discreto de um regulador PI, utilizando a aproximação de Euler, é dado por:

$$Y(k) = Y(k-1) + k_p[E(k) - E(k-1)] + k_i E(k)h \tag{4.18}$$

na qual: k e $(k-1)$ representam os instantes de tempo discreto atual e anterior, respectivamente e, h é o período de amostragem dos sinais.

O diagrama de blocos da figura 4.10 mostra a estrutura do regulador PI a partir de seu modelo discreto:

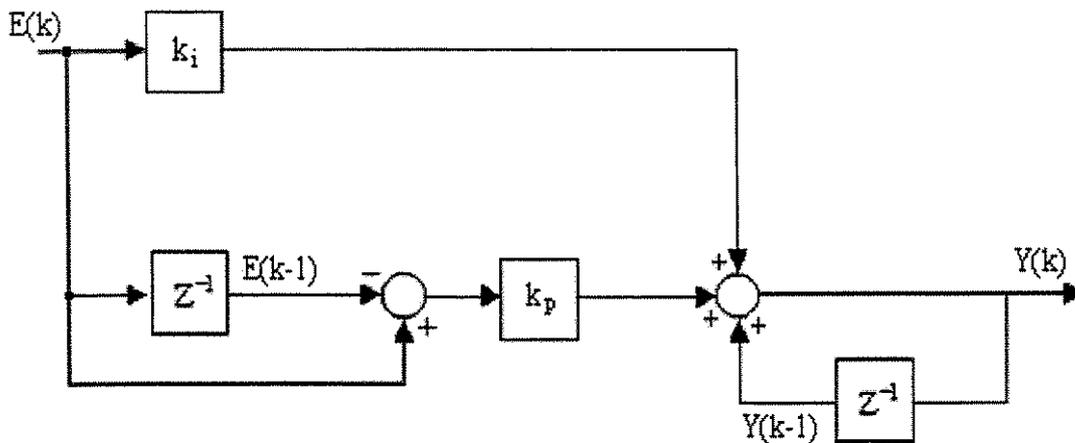


Figura 4.10 Diagrama de blocos do regulador PI discreto.

4.5.2 Estimação do ângulo elétrico

Para realizar a transformação das correntes do sistema de referência síncrono ao estacionário é necessário o conhecimento do ângulo elétrico do fluxo do rotor θ_e . No controle indireto por orientação do fluxo do rotor, a determinação deste ângulo é feita a partir da estimação da referência da frequência de escorregamento e da medição da velocidade mecânica do rotor. Para a determinação da referência da frequência de escorregamento é utilizada a expressão (2.14) analisada no capítulo 2 que por conveniência é escrita novamente:

$$\omega_{sl} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \tag{4.19}$$

O diagrama de blocos da figura 4.11 ilustra o processo de estimação baseado na expressão (4.19):

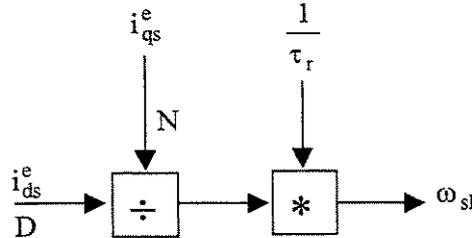


Figura 4.11 Processo de estimação da frequência de escorregamento.

O valor da frequência de escorregamento estimada é somada com a velocidade mecânica do rotor resultando então, na frequência elétrica:

$$\omega_e = \omega_{sl}^* + \omega_r \tag{4.20}$$

Integrando o valor resultante da expressão (4.20), obtemos o valor do ângulo elétrico:

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt \tag{4.21}$$

O processo de integração pode ser expresso no domínio do tempo discreto como:

$$\theta_e(k) = \theta_e(k-1) + \omega_e h \tag{4.22}$$

Este processo pode ser descrito através do diagrama de blocos da figura 4.12:

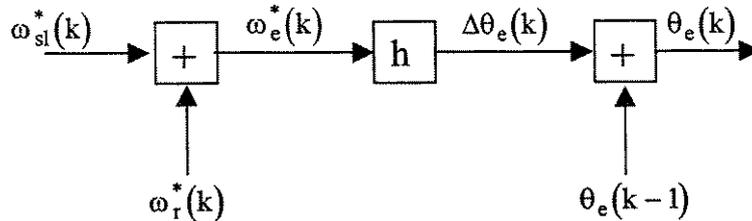


Figura 4.12 Estimação do ângulo do fluxo do rotor.

De forma prática, a velocidade mecânica do rotor, como foi citado na seção 4.4.3, é medida através do uso de um “encoder”. No caso particular deste trabalho, como foi referido anteriormente, é utilizado um dispositivo cuja constante é de 1250 ppr (pulsos por revolução) que após passar pelo circuito ou exclusivo, aumenta a sua resolução para 5000 ppr. Deste modo, para um “encoder” com esta constante de tempo ligado ao eixo de um motor de indução de 4 pólos que gira a velocidade síncrona, a quantidade de pulsos medida pelo DSP no tempo destinado a implementação do controle vetorial é:

$$\frac{5000 \text{ pulsos}}{\text{rev}} \times \frac{1800 \text{ rev}}{\text{min}} \times \frac{1 \text{ min}}{60\text{seg}} \times t_c = 67.5 \text{ pulsos} \tag{4.23}$$

na qual \$t_c\$ é o tempo no qual é implementado o algoritmo de controle pelo DSP.

Fazendo uma análise com os parâmetros do motor utilizado, nas condições nominais temos:

$$1800 \times (1 - 0.0556) = 1700 \text{ rpm} \quad (4.24)$$

Para a velocidade nominal, expressa em (4.24), o número de pulsos que produz o “encoder” no tempo de controle, é dado por:

$$\frac{5000 \text{ pulsos}}{\text{rev}} \times \frac{1700 \text{ rev}}{\text{min}} \times \frac{1 \text{ min}}{60 \text{ seg.}} \times t_c = 63.75 \text{ pulsos} \quad (4.25)$$

Como o escorregamento nominal é a diferença entre as velocidades síncrona e nominal, este pode ser expresso também como os pulsos produzidos no tempo de controle, utilizado pelo DSP, para estas duas velocidades. Assim temos:

$$(67.5 - 63.75) \text{ pulsos} = 3.75 \text{ pulsos} \quad (4.26)$$

A partir dos valores obtidos em (4.25) e (4.26) normalizam-se as variáveis a serem manipuladas pelo DSP: velocidade, os componentes das correntes segundo os eixos direto e em quadratura. Desta maneira, nas condições nominais de operação do motor a velocidade mecânica do rotor produz uma quantidade de pulsos igual a obtida pela equação (4.25). Este mesmo procedimento é aplicado para o cálculo da referência do escorregamento gerado pelo controle isto é, nas condições anteriores, a expressão responsável pelo escorregamento deve produzir um resultado aproximadamente igual a aquele expresso em (4.26). Uma vez realizada a normalização da velocidade e do escorregamento, garante-se a correta estimação do ângulo elétrico utilizado para fazer as transformações no controle vetorial por orientação indireta do fluxo do rotor.

4.5.3 Transformação do sistema de referência síncrono ao estacionário

O método de controle usado para realizar o chaveamento do inversor têm como entradas os componentes das correntes efetivas e comandadas expressas no sistema estacionário. Como foi explicado na seção referente a aquisição dos sinais do motor, o DSP recebe, além de outros sinais, os componentes das correntes efetivas do motor $i_{\alpha s}^s$ e $i_{\beta s}^s$ expressas no sistema estacionário. Por outro lado, o controle gera os componentes das correntes de referências $i_{\alpha s}^{s*}$ e $i_{\beta s}^{s*}$ no sistema estacionário a partir de suas correspondentes correntes no sistema síncrono i_{ds}^{e*} e i_{qs}^{e*} . Sendo assim, é importante analisar as relações para a transformação das correntes entre os sistemas síncrono e estacionário.

Baseado na figura 4.4 podemos obter as relações de transformação: d-q para α - β e vice-versa.

Transformação d-q para α - β :

$$i_{\alpha\beta s} = i_{dq s} e^{j\theta_e} = (i_{ds} \cos\theta_e - i_{qs} \sin\theta_e) + j \cdot (i_{ds} \sin\theta_e + i_{qs} \cos\theta_e) \quad (4.27)$$

como pode ser apreciado da figura 4.4 o componente α está associado ao eixo real e β ao imaginário, sendo as expressões utilizadas na transformação dadas a seguir:

$$i_{\alpha s} = i_{ds} \cos\theta_e - i_{qs} \sin\theta_e \quad (4.28)$$

$$i_{\beta s} = i_{ds} \sin \theta_e + i_{qs} \cos \theta_e \quad (4.29)$$

Transformação α - β para d-q:

$$i_{dq s} = i_{\alpha \beta s} e^{-j\theta} = (i_{\alpha s} \cos \theta_e + i_{\beta s} \sin \theta_e) - j \cdot (i_{\alpha s} \sin \theta_e - i_{\beta s} \cos \theta_e) \quad (4.30)$$

assim, baseado na figura 4.4, as expressões para a transformação do sistema α - β para d-q são expressas por:

$$i_{ds} = i_{\alpha s} \cos \theta_e + i_{\beta s} \sin \theta_e \quad (4.31)$$

$$i_{qs} = -i_{\alpha s} \sin \theta_e + i_{\beta s} \cos \theta_e \quad (4.32)$$

Como pode ser observado, estas transformações dependem do conhecimento dos valores do seno e cosseno do ângulo θ_e . Para o cálculo destes valores foi implementada uma tabela de busca (“lookup table”) na memória RAM do DSP com o objetivo de obter uma maior velocidade no processo de transformação isto é, na memória do DSP são alocados os valores do seno e do cosseno previamente calculados com um determinado passo. Este passo que separa os valores destas funções trigonométricas apresenta uma relação estreita com a resolução do “encoder” que está sendo utilizado.

Como foi referido na seção anterior, neste trabalho o motor utilizado apresenta um “encoder” ligado ao seu eixo, cuja resolução foi incrementada para 5000 pulsos por revolução (ppr). Para uma revolução mecânica do eixo do motor ou seja, 360 graus mecânicos, temos que o “encoder” emite na sua saída 5000 pulsos, portanto podemos estabelecer a seguinte relação:

$$\frac{360 \text{ graus_mec/rev}}{5000 \text{ pulsos/rev}} = 0.072 \text{ graus_mec/pulso} \quad (4.33)$$

Entretanto para um motor de 4 pólos, são requeridos 2 ciclos elétricos para completar uma revolução mecânica. A correspondente resolução elétrica é dada por:

$$\frac{720 \text{ graus_elet/rev}}{5000 \text{ pulsos/rev}} = 0.144 \text{ graus_elet/pulso} \quad (4.34)$$

Da análise anterior pode-se concluir que cada pulso gerado pelo “encoder” incrementa o ângulo elétrico θ_e em 0.144 graus. Portanto, os valores de seno e o cosseno utilizados nas transformações encontram-se armazenados na memória RAM do DSP, com um passo igual a este incremento angular. A resolução do “encoder” utilizado também têm influencia no tamanho da tabela que será necessário para armazenar todos os valores das funções trigonométricas. Para uma tabela de seno ou cosseno que varia de 0 a 360 graus com incremento angular de 0.144 graus são necessários 5000 localizações de memória. Como para um motor de 4 pólos cumpre-se que uma revolução mecânica equivale a duas elétricas podemos tomar somente um dos períodos elétricos das funções seno ou cosseno dadas suas características de periodicidade e com isto utilizamos somente 2500 localizações de memória.

Com o objetivo de simplificar ainda mais esta tabela de busca assim como, economizar na utilização da memória, é implementada uma tabela única para as funções trigonométricas

utilizadas nas transformações. Esta tabela aproveita uma importante relação entre o seno e o cosseno:

$$\cos(x) = \text{sen}(x + \pi/2) \quad (4.35)$$

Existem dois ponteiros fixos que permitem o acesso as posições de memória que marcam o início das funções seno e cosseno. O ponteiro da função cosseno começa 90 graus após o do seno e portanto, a função seno não termina em 360 e sim, em 450 graus. Desta forma, para procurar os valores destas duas funções trigonométricas, basta somente somar aos ponteiros o valor do ângulo elétrico previamente estimado e normalizado de acordo com as exigência do sistema. A figura 4.13 mostra a forma da função utilizada para obter os valores de seno e cosseno necessários na transformação do sistema síncrono (d-q) para o estacionário (α - β)

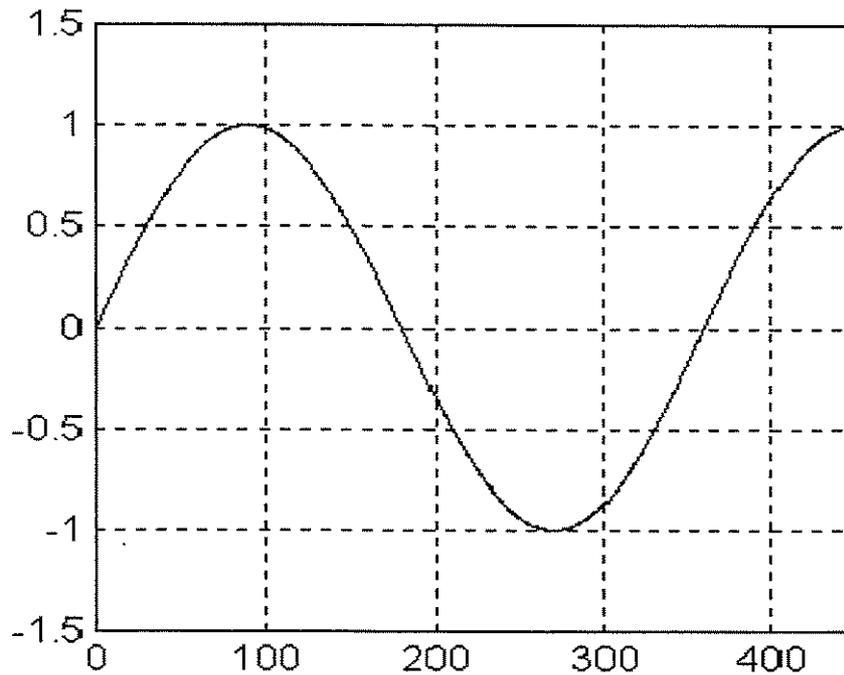


Figura 4.13 Função seno armazenada na memória do DSP.

Outro fator importante a analisar é a precisão com que podem ser representados os valores do seno e cosseno utilizados na tabela de transformação. A precisão destes valores pode levar a valores errados das correntes de referência necessárias para realizar o chaveamento do inversor. Utilizando uma palavra de um número de bits inadequados pode-se perder sensibilidade na hora de representar os valores de seno na tabela isto é, vão existir determinadas de ângulos em que não é possível apreciar as variações dos seus respectivos seno e cossenos.

Como foi analisado na seção 4.3, uma das principais características do DSP 56001 é a de possuir uma palavra de trabalho de 24 bits e deste modo, as localizações de memória RAM, usada por este dispositivo, possuem o mesmo comprimento. Com este número de bits resolve-se, de modo razoável, o problema da precisão anteriormente exposto. A tabela 4.1 mostra a relação entre os ângulos associados aos pulsos do "encoder" seus respectivos valores de seno, com a representação hexadecimal utilizada internamente por este DSP.

<u>Pulsos</u>	<u>Ângulo</u>	<u>Seno</u>	<u>Seno hexadecimal*</u>
0	0.0	0.0000	000000
1	0.144	0.002513	00525b
2	0.288	0.005026	00a4b6
3	0.432	0.007539	00f710
4	0.576	0.010052	01496a
5	0.72	0.012566	019bc4
6	0.864	0.015079	01ee1c
600	86.4	0.998026	7fbf57
601	86.544	0.998181	7fc468
620	89.28	0.999921	7ffd6a
621	89.424	0.999949	7ffe58
1248	179.712	0.005028	00a4c3
1249	179.856	0.002514	005268
1250	180	0.000001	00000d
2499	359.712	-0.005029	ff5b30
2499	359.856	-0.002516	ffad8b
2500	360	0	000000

(*) Cada dígito hexadecimal representa 4 binários.

Tabela 4.1 Resolução das palavras utilizadas.

Esta seção é concluída mostrando na figura 4.14 o processo de transformação do sistema síncrono para o estacionário.

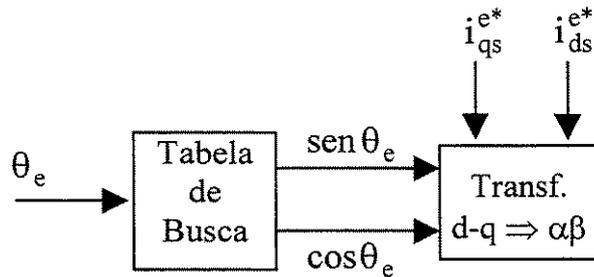


Figura 4.14 Transformação do sistema de referência.

4.5.4 Estimador de fluxo

Para a determinação dos fluxos do rotor no sistema estacionário foram utilizadas as expressões (2.17) a (2.20) analisadas no capítulo 2, e que por conveniência são reescritas na seqüência:

$$\lambda_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) \cdot dt \tag{4.36}$$

$$\lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) \cdot dt \tag{4.37}$$

$$\lambda_{\alpha r} = \lambda_{\alpha s} - \sigma L_s i_{\alpha s} \tag{4.38}$$

$$\lambda_{\beta r} = \lambda_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s} \tag{4.39}$$

Do ponto de vista de implementação, o fluxo não pode ser calculado por uma integração simples, já que o componente DC presente nos sensores de tensão e corrente é amplificado com ganho infinito. Devido a este fato, o fluxo tende a aumentar positivamente ou negativamente até exceder o tamanho da palavra de trabalho do DSP (24 bits), este fenômeno é conhecido como saturação da integral.

Para resolver este problema Xu [38] implementou uma versão modificada da integral, propondo para a mesma a seguinte função de transferência:

$$F(j\omega) = \frac{1}{j\omega + \delta} \tag{4.40}$$

Se o termo δ for pequeno comparado com a frequência de operação ou seja, $|j\omega| \gg \delta$, a função de transferência dada por 4.40 representa a integral. Se por outro lado a frequência de operação é muito menor δ , $|j\omega| \ll \delta$, esta função de transferência apresenta um ganho limitado em baixas frequências. Este comportamento é semelhante ao de um filtro passa baixo com uma frequência de corte pequena.

A figura 4.15 mostra o diagrama de blocos da função de transferência implementada. Como foi analisado na seção 4.3, o processo de estimação está dentro da rotina de interrupção responsável pelo chaveamento da máquina que tem o segundo maior nível de prioridade dentro do controle e é executada com uma frequência de 20 KHz (50 μ seg.). Portanto,

pequenos erros no processo de estimação serão desprezados. O bloco integrador ($1/s$) desta figura foi implementado por um método de integração simples: são somados o retângulos com passo de integração de $50 \mu\text{seg}$. O algoritmo utilizado é o seguinte:

$$u(k) = u(k-1) + e(k)h \quad (4.41)$$

na qual $u(k)$ é o fluxo no instante de tempo k , $u(k-1)$ é o fluxo no instante de tempo $(k-1)$ e $e(k)$ é o erro atual. Esta operação de integração não requer muito esforço da CPU do DSP já que ele apresenta instruções do tipo multiplicações acumulativas (MAC) isto é, operações que permitem a soma e multiplicação num único ciclo de instrução do DSP.

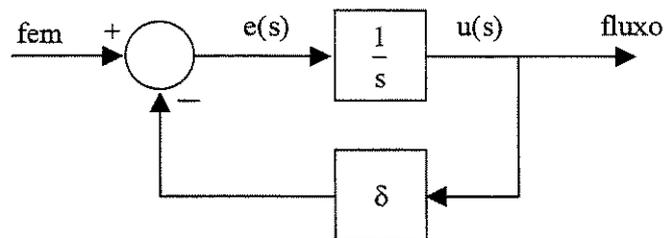


Figura 4.15 Diagrama da integral modificada.

A função de transferência expressa em (4.40) tem como inconveniente a introdução de uma defasagem entres os sinais de entrada e saída proporcional ao ganho δ . É por esta razão que este parâmetro deve ser escolhido considerando a frequência mais baixa de operação do sistema.

CAPÍTULO 5

Resultados Experimentais

5.1 Introdução

Este capítulo está organizado em três partes fundamentais. A primeira apresenta as respostas das variáveis que caracterizam o comportamento do motor sob orientação indireta do fluxo de rotor, quando este operando em vazio tem, repentinamente, uma carga de conjugado igual à 70% do conjugado nominal. Na segunda parte, são mostrados os resultados experimentais do motor sob controle direto por orientação do fluxo do rotor nas mesmas condições do controle indireto. A terceira e última parte deste capítulo apresenta os efeitos da variação da resistência do rotor nas correntes de comando e efetivas bem como na velocidade do motor.

A bancada montada para a realização dos testes experimentais consta de um gerador de corrente contínua conectado ao eixo do motor de indução de rotor bobinado sob testes. A carga do motor de indução é o gerador de corrente contínua conectado a uma resistência de elétrica através de uma chave. A resistência do rotor é alterada externamente através da conexão aos terminais do rotor de um reostato trifásico. A Figura 5.1 ilustra a bancada montada para a realização dos testes.

As curvas apresentadas foram adquiridas utilizando o osciloscópio digital TDS 360 da Tektronix. No caso específico das curvas de velocidades mostradas neste capítulo, elas foram obtidas fazendo uso de uma placa conversora f/v que transforma frequência em tensão isto é, recebe os sinais do “encoder” (trens de pulsos de frequência proporcional a velocidade) e os converte num sinal de tensão que é registrado pelo osciloscópio. No registro das variáveis elétricas é utilizado o conversor digital-analógico que, como foi analisado no capítulo anterior, apresenta 4 saídas analógicas. Todos os sinais adquiridos pelo osciloscópio são armazenados num formato que permite traçá-los, posteriormente, através do uso do Matlab.

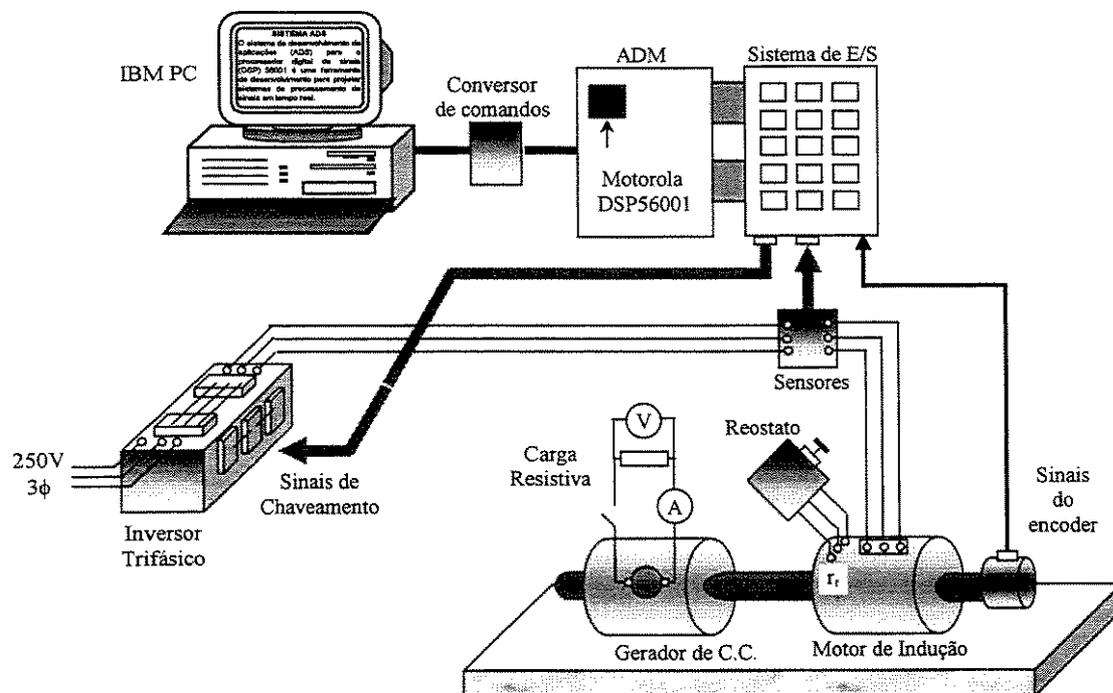


Figura 5.1 Diagrama esquemático dos equipamentos utilizados na implementação.

5.2 Resultados experimentais do controle vetorial indireto.

5.2.1 Resultados com o motor a vazio

As figuras 5.2, 5.3 e 5.4 mostram as respostas de velocidade do sistema de controle na partida da máquina e diante de degraus descendente e ascendente da referência de velocidade, para o motor operando em vazio. Estes testes de variação da referência de velocidade são realizados com o objetivo de testar o comportamento do regulador PI de velocidade. Pelas figuras 5.3 e 5.4, pode ser observado que o sinal que representa a velocidade real da máquina consegue seguir seu respectivo sinal de referência, comprovando desta maneira o bom funcionamento do regulador PI de velocidade.

Como pode ser observado da figura 5.3 quando é aplicado o degrau de velocidade descendente na velocidade de referência da máquina, a curva da velocidade real não segue instantaneamente a referência apresentando uma inclinação. Este comportamento deve-se ao fato de que o limitador utilizado à saída do controlador PI tem como limite inferior o zero, o que impossibilita a produção de um torque negativo ou de frenado na máquina.

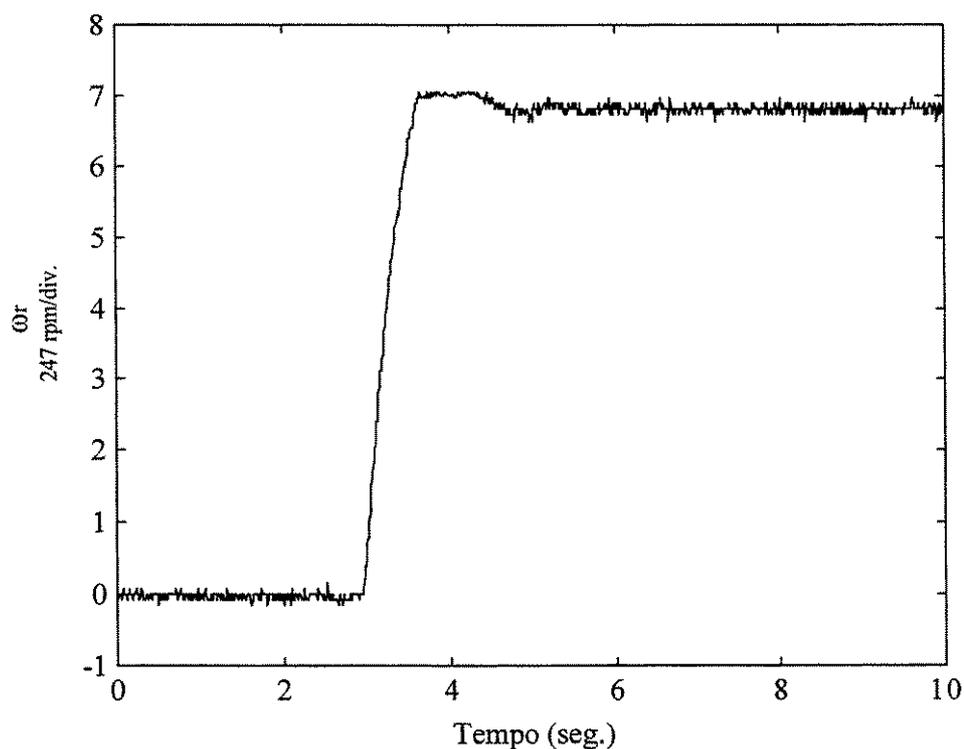


Figura 5.2 Dinâmica da partida do motor de indução.

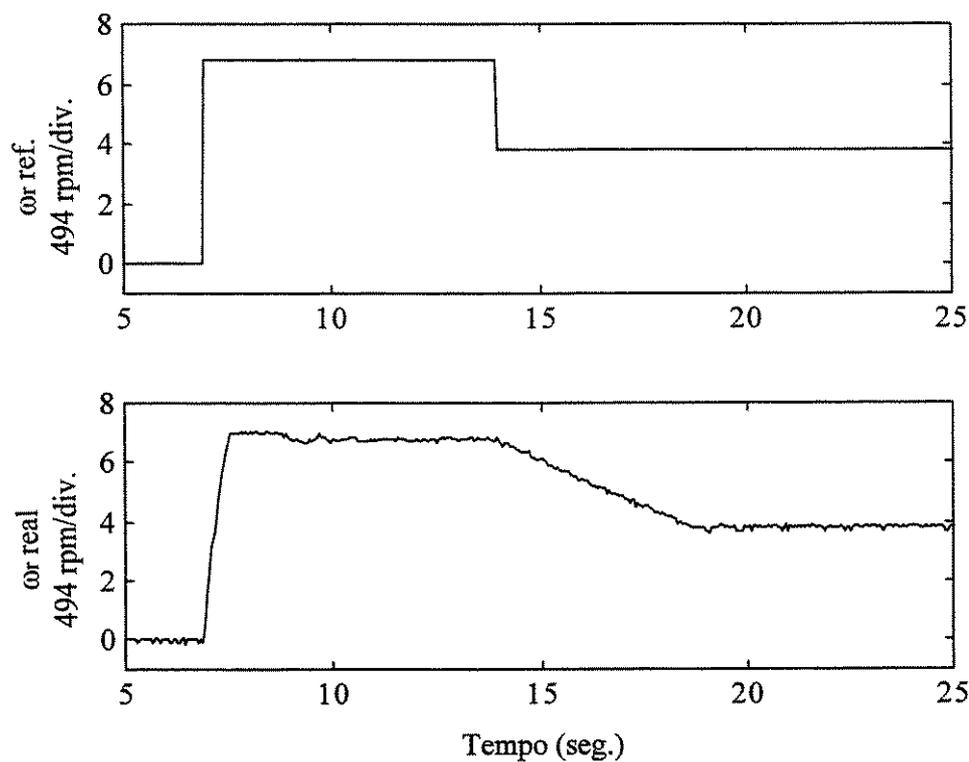


Figura 5.3 Comportamento do regulador PI diante degrau descendente na referência de velocidade.

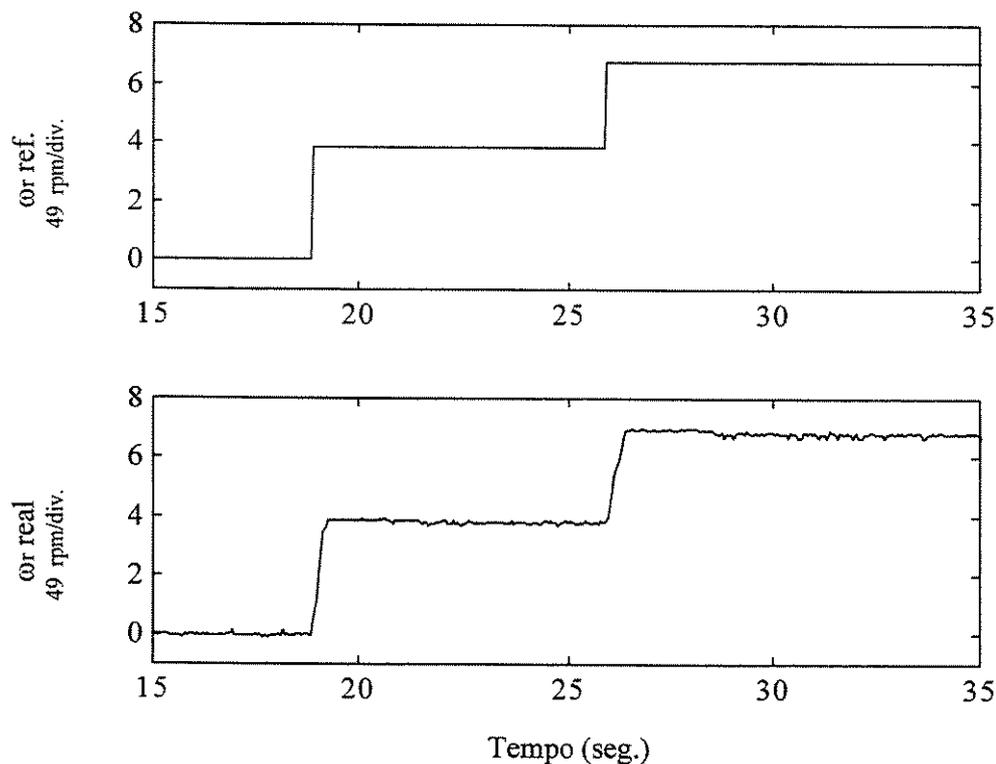


Figura 5.4 Comportamento do regulador PI diante degrau ascendente na referência de velocidade.

A figura 5.5 mostra as correntes de comando geradas pelo controle e suas respectivas correntes efetivas, representadas no sistema estacionário. Como pode ser observado, as correntes efetivas apresentam uma forma de onda típica de funções chaveadas e este fato está relacionado com o algoritmo de histerese utilizado para realizar o controle do inversor, que serve como fonte de alimentação do motor. Também pode-se apreciar que tanto as correntes comandadas como as efetivas tem seus componentes em quadratura o que demonstra que o algoritmo de histerese está operando corretamente.

A figura 5.6 por sua vez, mostra os componentes das correntes comandadas que estão representadas no sistemas síncrono. Desta figura é importante ressaltar que o componente de corrente i_{ds}^* responsável pelo fluxo é mantido constante, sendo esta uma das características principais do controle vetorial indireto orientado no fluxo do rotor. Também pode ser observado, o transitório do componente da corrente i_{qs}^* , responsável pelo conjugado eletromagnético, na partida do motor.

A figura 5.7 mostra o comportamento do ângulo elétrico estimado neste controle. Este ângulo varia de forma contínua entre 0 e 360 graus e, sua frequência de variação definirá as frequências das correntes e tensões do motor de indução.

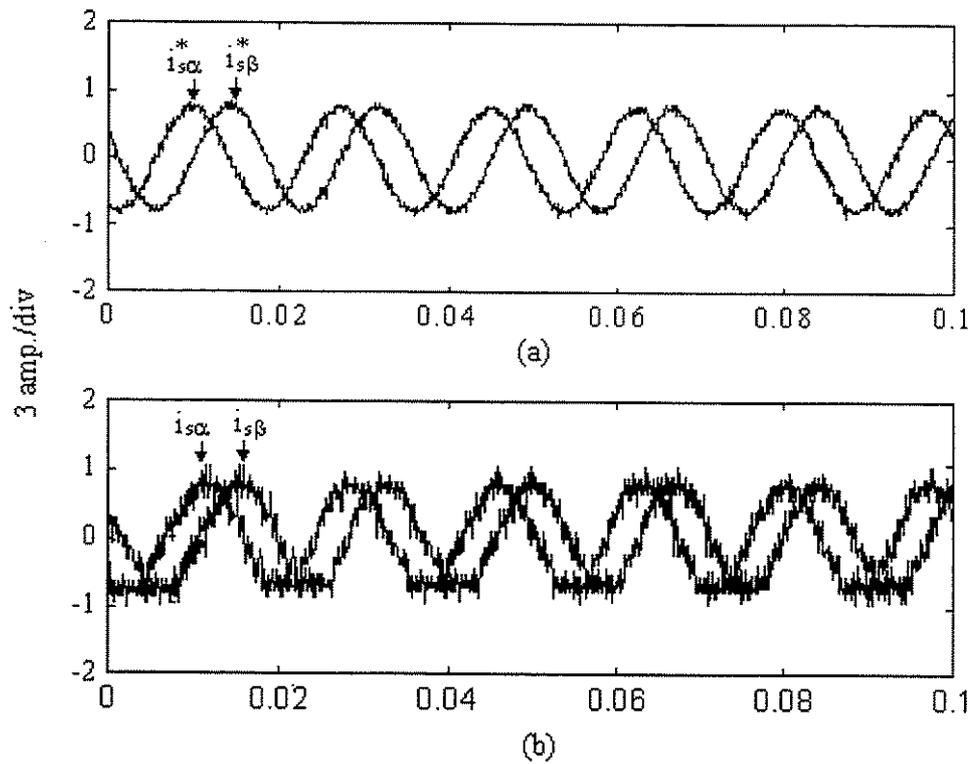


Figura 5.5 Correntes de comando e efetivas do motor no sistema estacionário.

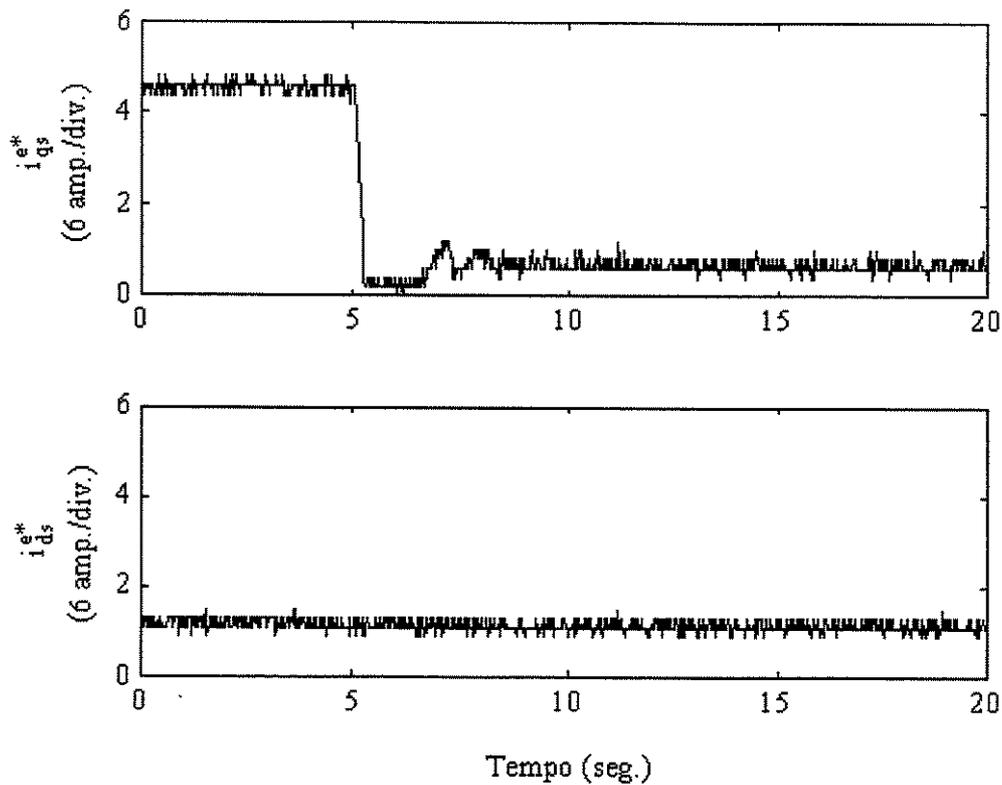


Figura 5.6. Correntes de comando no sistema síncrono geradas pelo controle

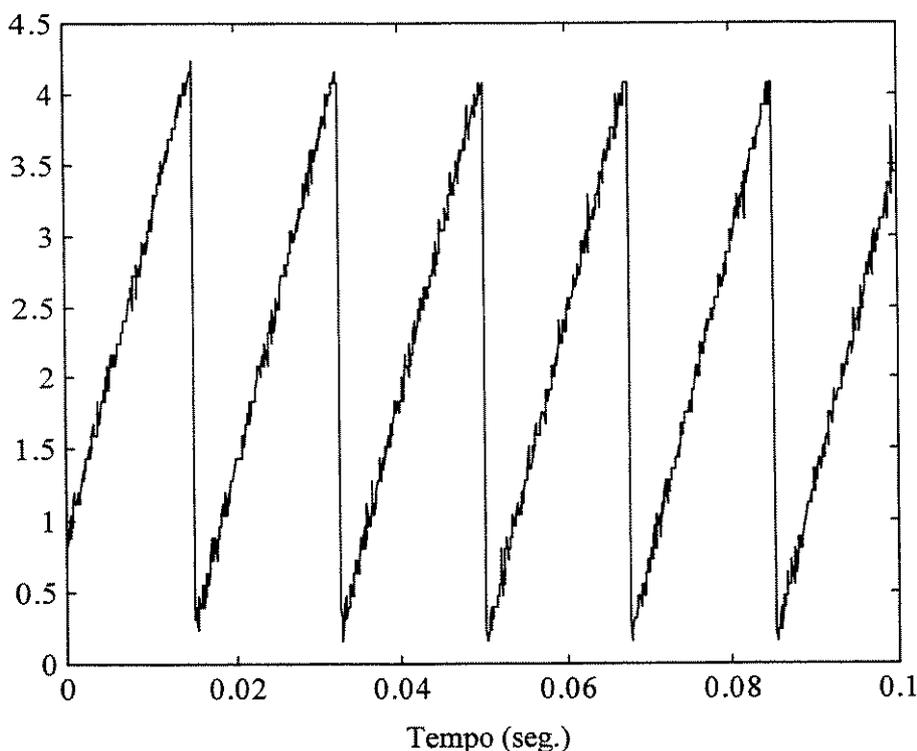


Figura 5.7 Ângulo elétrico estimado no controle.

5.2.2 Resultados do motor operado em condição de carga

Nesta seção são apresentados os resultados do controle vetorial indireto quando ao motor é aplicado um conjugado igual a 70% do seu valor nominal.

A figura 5.8 mostra o sinal do componente da corrente responsável pelo conjugado eletromagnético e o sinal da velocidade do motor sincronizados em tempo. Como pode ser observado no instante em que aplicado o torque de carga ao eixo do motor, a corrente i_{qs}^{e*} imediatamente aumenta, e no mesmo tempo a velocidade do motor apresenta uma pequena queda estabilizando no seu valor de referência após um curto intervalo de tempo. O processo inverso ocorre quando retira-se conjugado de carga aplicado ao eixo do motor: diminuindo o conjugado, a corrente decresce e a velocidade aumenta.

Na figura 5.9, são apresentados os componentes das correntes comandadas (a) e das correntes efetivas (b) no sistema estacionário, sob as condições de carga anteriormente referida. Destaca-se, novamente, que tanto as componentes das correntes comandadas como das efetivas tem os seus respectivos componentes em quadratura ressaltando o correto funcionamento algoritmo de controle do inversor.

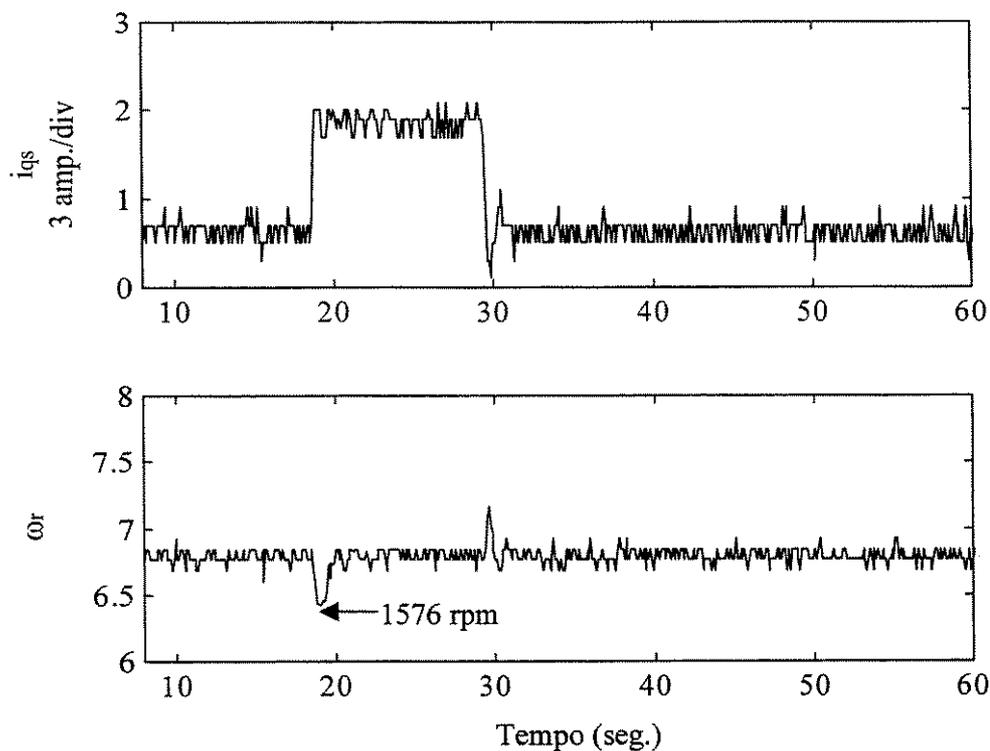


Figura 5.8 Regulação de velocidade para um degrau de carga de 70% da carga nominal.

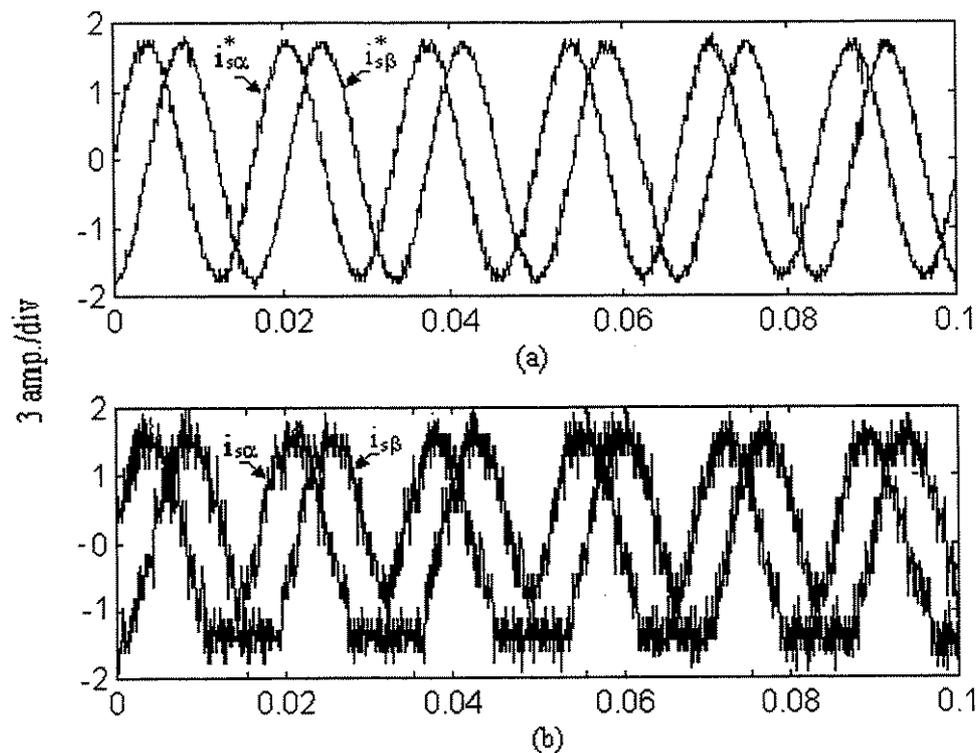


Figura 5.9 Correntes no sistema estacionário para um degrau de carga de 70% da carga nominal.

5.3 Resultados experimentais do controle vetorial direto

A figura 5.10 mostra três curvas obtidas com o estimador de fluxo do rotor implementado para diferentes freqüências de trabalho da máquina. Para implementar este estimador de fluxo adotou-se uma versão modificada da integral que emprega um filtro passa baixo com uma freqüência de corte de 2 Hz.

Por outro lado, pode ser observado que os fluxos calculados com este estimador apresentam baixos conteúdos harmônicos assim como, seus componentes estão defasados entre si de 90 graus. Este último fato indica que o algoritmo de estimação do fluxo do rotor está operando corretamente.

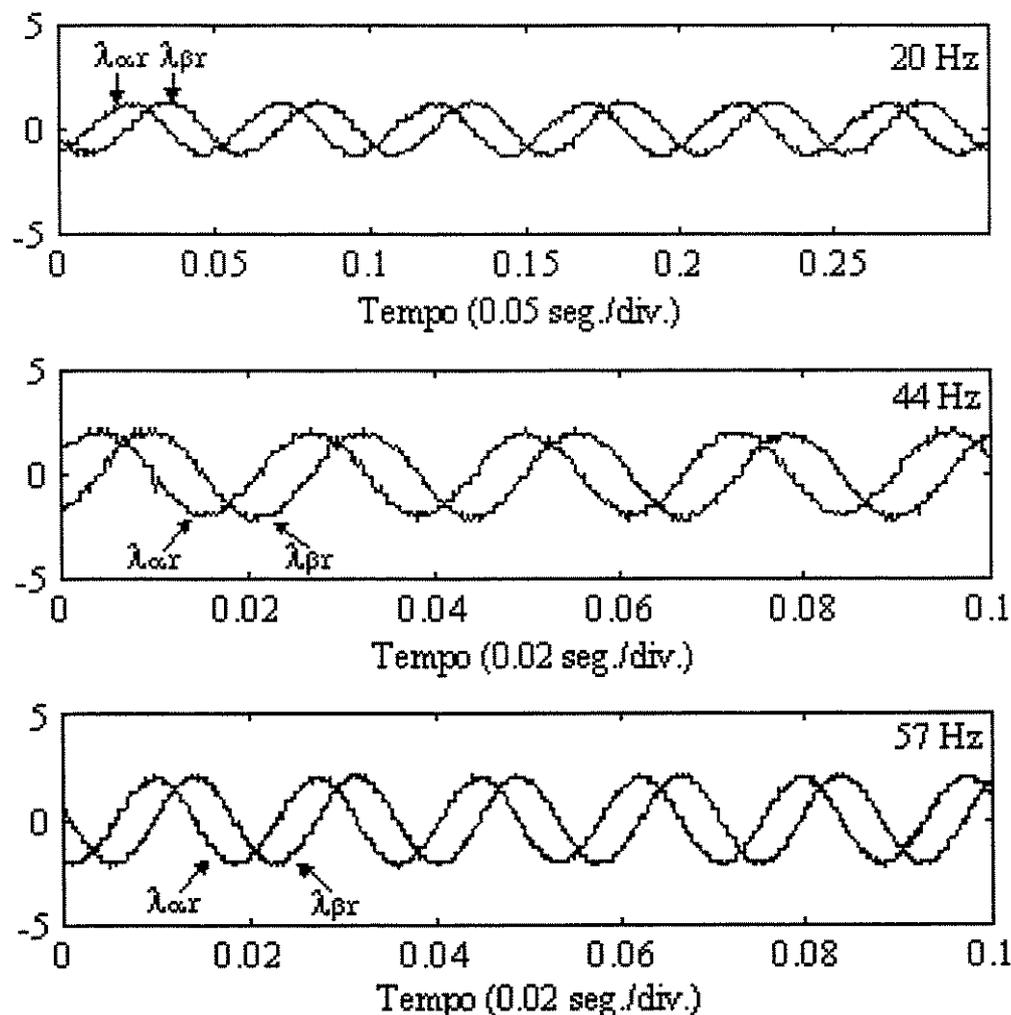


Figura 5.10 Curvas experimentais do estimador de fluxo

A figura 5.11 mostra o comportamento na partida do motor de indução operado a vazio de três das variáveis mais importantes do controle vetorial direto orientado no fluxo do rotor que são os componentes das correntes segundo os eixos direto e em quadratura e o módulo do fluxo do rotor.

Por conveniência, os resultados com carga deste tipo de controle serão analisados de maneira conjunta com a variação da resistência do rotor da máquina de indução na próxima seção.

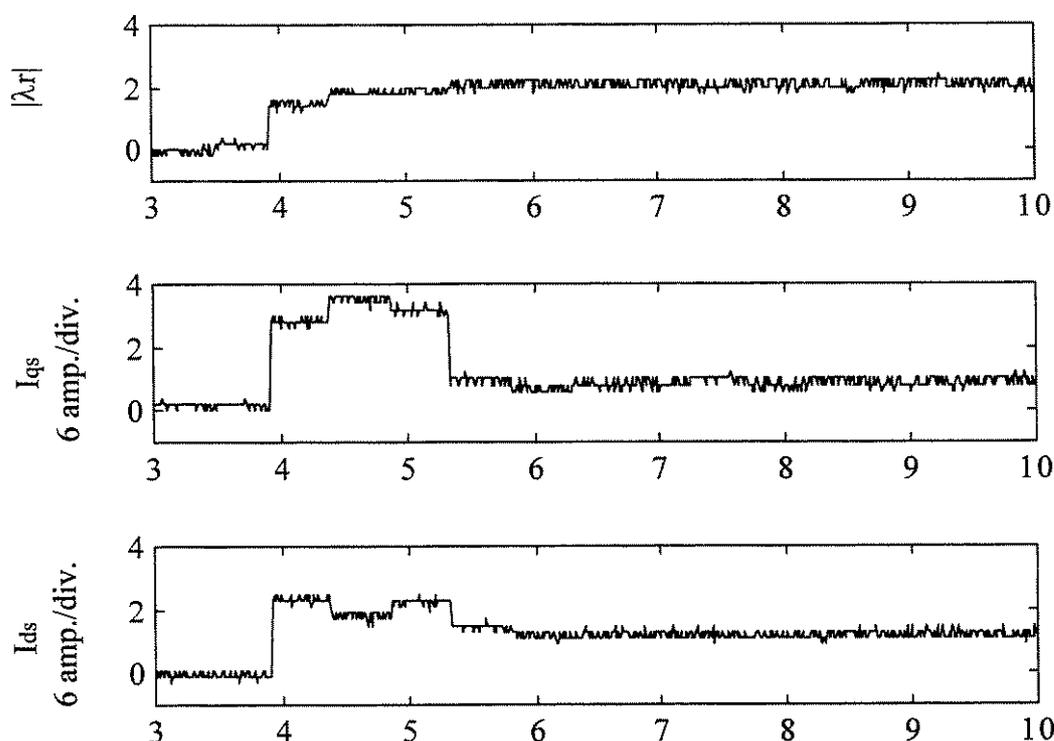


Figura 5.11 Variáveis do controle vetorial direto no fluxo do rotor.

5.4 Influência da variação da resistência do rotor no controle vetorial indireto

Como foi analisado na seção correspondente à sensibilidade de parâmetros apresentada no capítulo 2, a existência de condições de não sintonia entre os parâmetros utilizados na implementação do controle e os efetivos da máquina, produz uma degradação das características transitórias e de regime nas respostas do motor de indução. Nesta seção, serão obtidos resultados experimentais que mostram este efeitos.

A figura 5.12 mostra o comportamento dos componentes efetivos das correntes segundo os eixos direto e em quadratura quando ao motor é aplicado um degrau de carga de aproximadamente 70% da carga nominal. Para este caso, a resistência real do rotor da máquina e a resistência do rotor que está sendo utilizada para realizar os cálculos na implementação são iguais. Como pode ser observado, uma vez aplicado o degrau de carga o módulo do fluxo do rotor apresenta um pequeno transitório após o qual, este volta ao seu valor anterior de regime. O componente da corrente segundo o eixo direto é praticamente constante, apresentando uma pequena variação no seu valor de regime após a perturbação no conjugado e este fato sugere, embora fraco, a existência de um acoplamento no controle vetorial entre o componente da corrente responsável pela produção do fluxo e aquele relacionado ao conjugado da máquina de indução. A leitura da resposta do fluxo de rotor (figura 5.12 a) indica desta maneira que não ocorreu variação do fluxo antes e depois da perturbação de conjugado, evidenciando a não existência deste acoplamento.

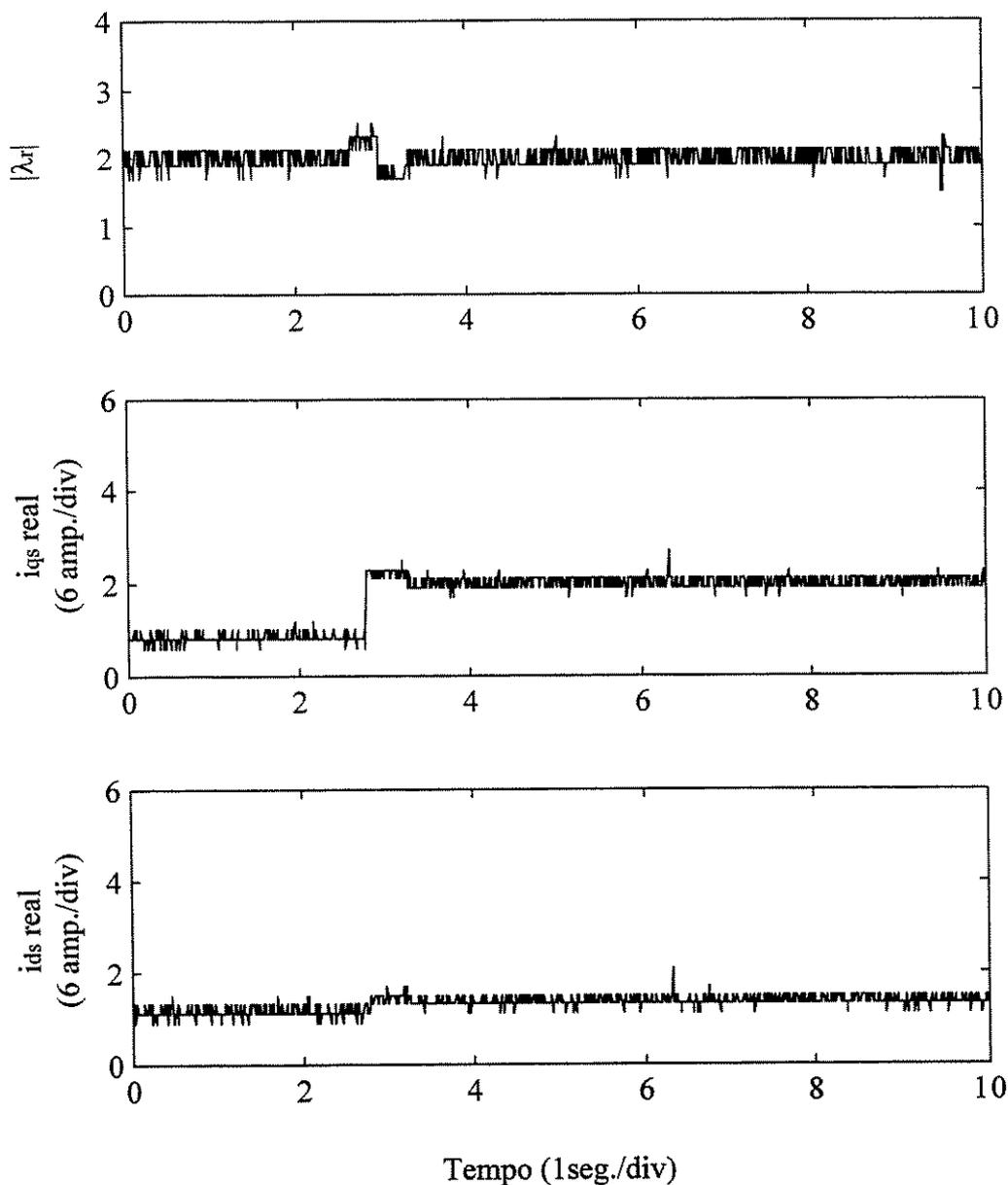


Figura 5.12 Dinâmica das correntes efetivas no sistema síncrono e do módulo do fluxo do rotor para um degrau de carga de 70% da carga nominal

A figura 5.13 mostra o comportamento dos componentes das correntes comandadas e efetivas, obtidas com o estimador de fluxo implementado analisado, na parte correspondente ao controle direto por orientado do fluxo do rotor, quando é feita a alteração da resistência do rotor através de reostato trifásico externo de tal forma que a resistência do rotor seja aumentada em 50% do seu valor nominal. Como pode ser observado nesta figura, o comportamento dos componentes das correntes valida a análise anteriormente realizada, pois um aumento da resistência do rotor aplicado nas expressões (2.57) e (2.58) resulta em uma corrente efetiva segundo o eixo em quadratura de valor menor que sua correspondente corrente de comando. No caso do componente segundo o eixo direto ocorre o efeito inverso isto é, o componente da corrente efetiva segundo o eixo direto é maior que seu correspondente componente da corrente de comando.

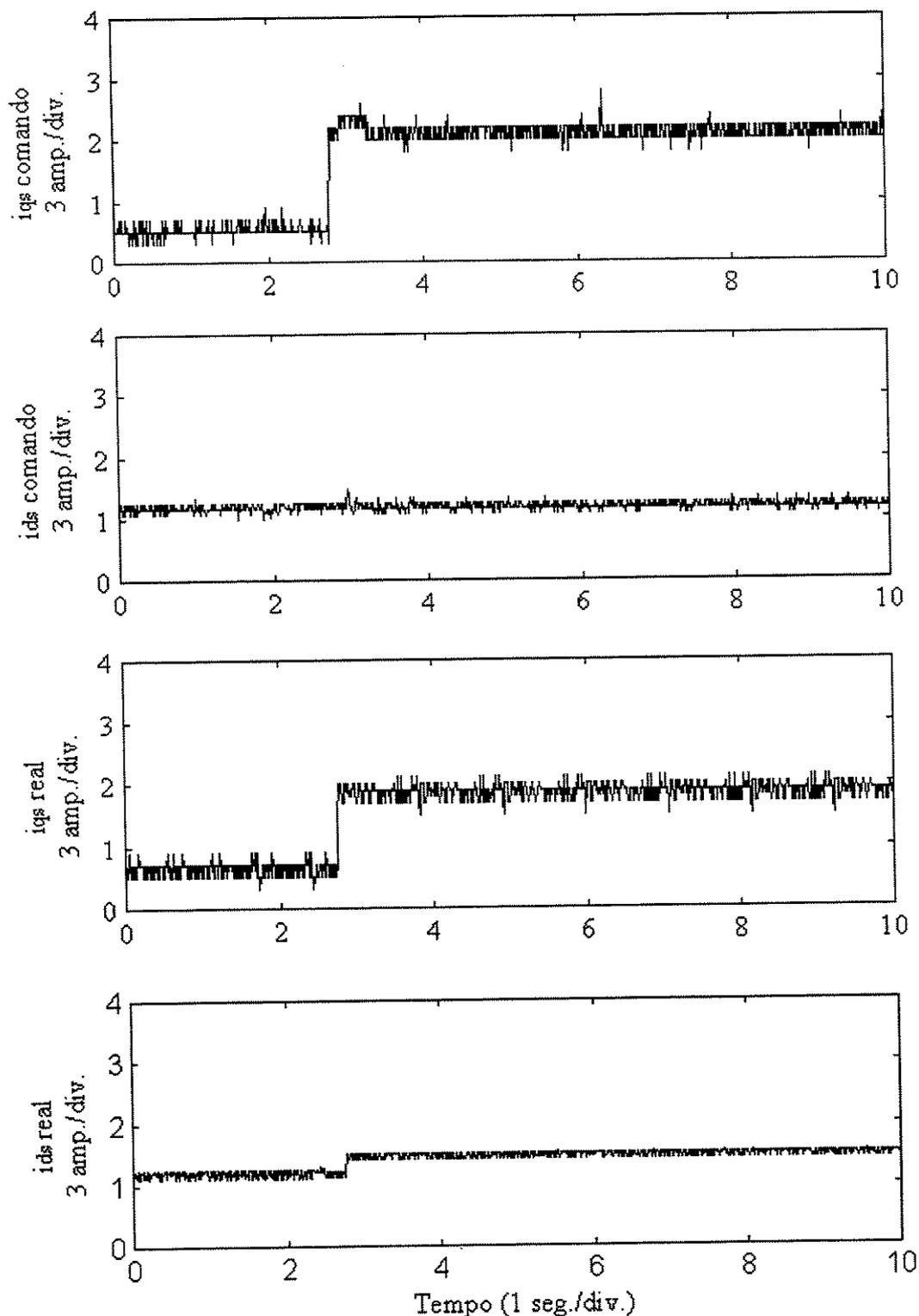


Figura 5.13. Dinâmica das correntes efetivas e de comandos ante um degrau de 70% da carga nominal e $r_r > r_r^*$.

Outra análise do efeito do aumento da resistência do rotor pode ser feito com a dinâmica da resposta de velocidade. Nas figuras 5.14 e 5.15 são mostrados dois transitórios de velocidade para diferentes valores de resistência do rotor. A figura 5.14 mostra o transitório de velocidade na partida da máquina quando um degrau de carga de mesmo valor dos casos

anteriores é aplicado. Este teste é feito sem acrescentar resistência ao rotor do motor. A figura 5.15 mostra o transitório de velocidade para o caso em que a resistência do rotor é alterada. É importante ressaltar, que em ambos casos são utilizadas as mesmas constantes k_p e k_i para o regulador PI da malha de velocidade do controle.

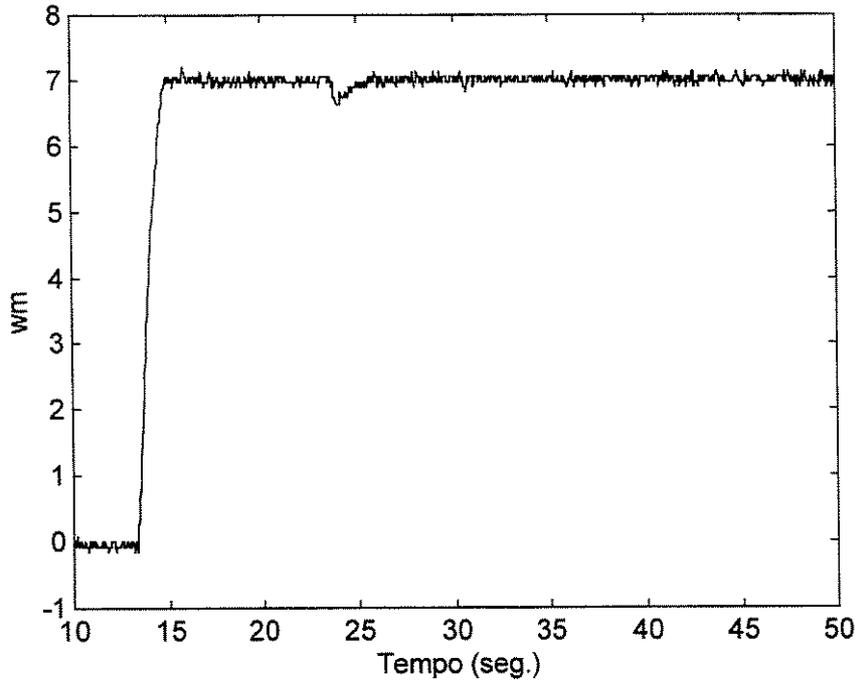


Figura 5.14 Resposta de velocidade da máquina de indução com $\gamma=1$.

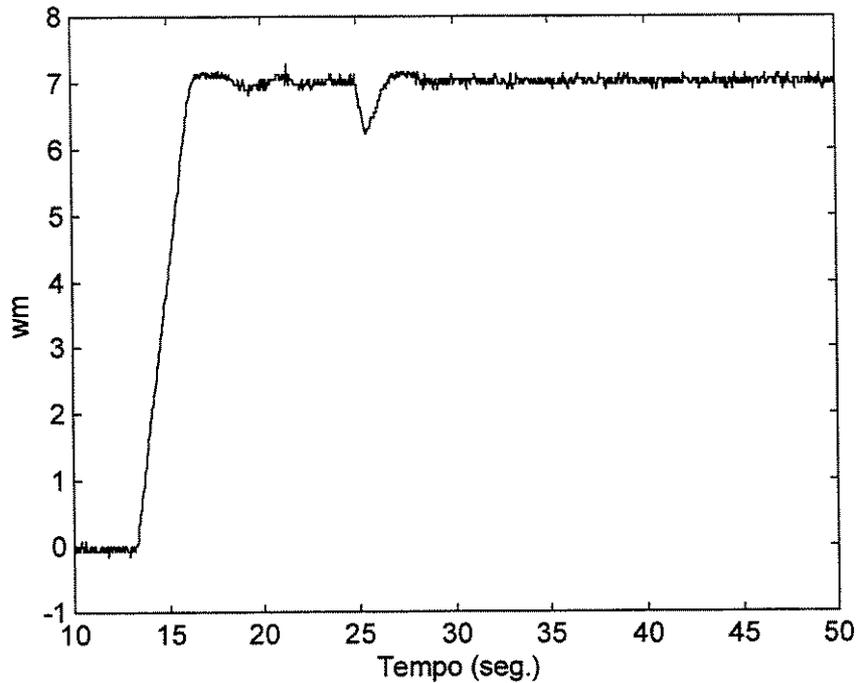


Figura 5.15 Resposta de velocidade da máquina de indução com $\gamma=0,666$.

A comparação entre as duas respostas de velocidade mostra que o erro na resistência do rotor torna o transitório de velocidade mais longo e, em consequência, levando a uma pior resposta do motor. Este fato advém da existência do acoplamento entre o termo referente ao fluxo e àquele associado ao conjugado. Pode ainda ser observado que, no caso em que $\gamma = 0.666$, ocorrem oscilações na velocidade de referência assim como um pequeno “overshoot”.

CAPÍTULO 6

Conclusões

Neste trabalho foi implementado digitalmente o controle vetorial com orientação do fluxo do rotor utilizando o processador digitais de sinais DSP Motorola 56001, para um motor de indução com controle de velocidade. O sistema de controle implementado tem como entradas duas correntes e duas tensões do estator mais a informação de velocidade adquirida através do “encoder”.

Devido ao fato da implementação experimental do controle vetorial ser um processo inerentemente em tempo real, a escolha de realizar as transformações do sistema 3 ϕ para o sistema 2 ϕ das correntes e tensões permitiu que o DSP dispusesse de um tempo maior para tarefas mais complexas tais como: algoritmo do controle vetorial indireto, cálculo dos fluxos, transformação do sistema estacionário para o sistema síncrono (α - β para d-q) entre outras. Testes preliminares, com algoritmos projetados para realizar as transformações através do DSP, mostraram que o tempo consumido para implementá-las está na faixa de 500 a 600 nseg.

A técnica utilizada no controle do inversor foi a modulação PWM vetorial controlada por corrente. O emprego dos vetores espaciais zeros de corrente permitiu a diminuição do número de chaveamentos dos IGBT's, o que significou um baixo conteúdo de harmônicos nas correntes do motor. O chaveamento do inversor foi sincronizado de forma externa com um sinal de 20 KHz de frequência ou, equivalentemente, a cada intervalo de tempo de 50 μ seg. O algoritmo de histerese que comanda o chaveamento do inversor foi implementado integralmente no DSP, levando aproximadamente 15 μ seg para sua execução. Dentro da própria rotina encarregada de realizar o chaveamento do inversor é também implementada a estimação do fluxo do rotor a partir das correntes e tensões terminais da máquina. O calculo destes fluxos consumiu aproximadamente 3 μ seg.

O rotina responsável pelo controle vetorial é realizado a cada intervalo de tempo de 450 μ seg. Este processo inclui além da implementação do controle indireto, o cálculo e filtragem das correntes efetivas da máquina utilizando a informação de ângulo oferecida pelo estimador de fluxo. O tempo de execução desta rotina é de aproximadamente 100 μ seg. Este tempo é considerado bastante razoável devido a grande quantidade de cálculos realizados

Para futuras implementações recomendam-se:

- A utilização de um conversor analógico-digital de uma maior resolução (12 bits ou 16 bits) pois com o conversor de 8 bits utilizado apareceram problemas na implementação do estimador de fluxos. Estes problemas estão relacionados a geração de componentes DC pelos sensores utilizados nas medições de sinais tanto de corrente como de tensão que não conseguem ser facilmente detectados com o conversor analógico-digital de 8 bits.
- Um outro problema presente na placa do DSP utilizada neste trabalho, é o relacionado com a quantidade física de memória disponível para desenvolver os algoritmos: apresenta somente 4 Kbytes de memória de dados e 4 Kbytes para memória de programa. Vale ressaltar que somente o método de transformação do sistema de referência síncrono para o estacionário, analisado na seção 4.5.3, exigiu boa parte de memória disponível. Portanto, em futuras implementações fazendo uso desta placa deverá sempre de levar, de forma criteriosa, o espaço de memória de dados e de programa disponível.

No referente ao DSP Motorola 56001, utilizado nesta implementação, devemos reconhecer seu elevado potencial para realizar grandes volumes de cálculos, aproveitando a sua estrutura paralela para o processamento dos dados porém apresenta limitações, necessitando do projeto de uma interface. Existem outros DSP's equipados de determinados periféricos que permitem um trabalho mais compacto com a conseguinte eliminação de erros que possam surgir na hora de projetar a interface. Podemos citar o TMS320F24x da Texas Instruments [39], o qual apresenta uma estrutura dedicada ao controle de motores possuindo internamente um conversor analógico-digital, um conversor digital-analógico, periférico encarregado da geração dos sinais de PWM entre outras características. Possuindo ainda "softwares", inclusive de linguagem alto nível (C) e ferramentas de inteligência artificial, dedicados a sua programação.

Embora não tenha sido possível a implementação experimental dos dois métodos analisados para a estimação e atualização de constante de tempo elétrica do rotor, fazendo uso de uma rede neural artificial e de um algoritmo genético, podemos concluir que o uso deste último tem a vantagem de ser um processo de estimação "on-line" e, que por esta razão, pode ser aplicado para qualquer motor sob controle vetorial, independentemente de seus parâmetros. Por outra parte a rede neural, como foi explicado na sua respectiva seção, é treinada de forma "off-line" o que implica que o treinamento refere-se a um motor específico.

No que diz respeito ao controle vetorial indireto constatamos a simplicidade de sua implementação, só necessitando dos sinais de velocidade e correntes para ser implementado embora apresente problemas relacionados com a variação da constante de tempo elétrica do rotor. Por outra parte, o controle vetorial direto é mais imune as variações dos parâmetros do máquina de indução embora exija uma maior quantidade que cálculos.

Para trabalhos futuros, recomenda-se a implementação do algoritmo genético para a estimação e atualização da constante de tempo elétrica do rotor como apresentado no capítulo 3 assim como, a utilização de um processador digital de sinais mais compacto e completo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. Blashke, "A New Method for Structural Decoupling of AC Induction Machine", in Conf. Record IFAC Symp., Dusseldorf, Germany, Oct. 1971, pp. 1 – 15 (6.3.1).
- [2] Lorenz R. D.; Lipo T. A.; Novotny D. W., "Motion Control with Induction Motors", Proceedings of IEEE-IAS, vol. 82, no 8, pp. 1215-1240, August 1994.
- [3] Plunket B. A., "Direct Flux and Torque regulation in a PWM Inverter Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 13, no 2, pp. 139-146, March/April 1977.
- [4] Lipo T. A., "Flux Sensing and Control of Static AC Drives by use of Flux Coils", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 13, pp. 1403-1408, September 1977.
- [5] Lipo T. A.; Chang, K. C., "A New Approach to Flux and Torque Sensing in Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 22, pp. 731-737, July/August 1986.
- [6] Moreira J. C., "Direct Field Orientation Control using the Third Harmonic Component of the Stator Voltage", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-13, no 2, pp. 139-146, March/April 1977.
- [7] Xu, X.; Novotny, D. W., "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, no. 4, pp. 694-700, July/August 1991.
- [8] Krause, P. C., *Analysis of Electric Machinery*, McGraw Hill, 1986.
- [9] Rosell L. V., "Implementação Digital do Controle Indireto por Orientação do Fluxo do Rotor para o Motor de Indução Usando Abordagens Neuro_Fuzzy", Tese de Mestrado, FEEC/UNICAMP, Fevereiro 1997.
- [10] "The MATLAB compiler user's guide", in Mathworks Handbook. Math Works, 1994.
- [11] "The SIMULINK accelerator user's guide", in Mathworks Handbook. Math Works, 1994.

- [12] "The MATLAB C math library user's guide", in Mathworks Handbook. Math Works, 1994.
- [13] Wade S., Dunnigan M. W., Williams B. W., "Modeling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification", IEEE Transactions on Power Electronics, vol 12, no 3, pp 495-506, May 1997.
- [14] Krishnan R.; Doran F. C., "Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, no 4, pp. 623-635, July/August 1987.
- [15] Nordin, K. B.; Novotny, D. W.; Zinger, D. S., "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, no 4, pp. 1009-1015, July/August 1985.
- [16] Zuben F. J. V.; Netto, M. L. A.; Bim, E.; Szajner, J., "Adaptive Vector Control of a Three-Phase Induction Motor Using Neural Networks", International Conference on Neural Networks, Orlando, Florida, USA, pp. 3750-3755, June 1994.
- [17] Goldberg D. E., *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, New York, USA, Addison-Wesley, January 1989.
- [18] Pillay P., Nolan R., Haque T., "Application of Genetic Algorithms to Motor Parameter Determination for Transient Torque Calculations", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 5, pp 1273-1282, September/October 1997.
- [19] Cho D.-H, Jung H.-K, Lee C. G., "Induction Motor Design for Electric Vehicle Using a Niching Genetic Algorithm", artigo a ser apresentado no IEEE IEMDC'99, Washington, USA.
- [20] Souza Filho E. B., Lima A M. N., Jacobina C. B., "Characterization of Induction Machines with a Genetic Algorithm", artigo a ser apresentado no IEEE IEMDC'99, Washington, USA.
- [21] Chang W. L., So A T. P., Lai L. L., "Evolutionary Programming Based Machine Parameters Estimation for Field Oriented Control", artigo a ser apresentado no IEEE IEMDC'99, Washington, USA.
- [22] Eskil T. M., Efe O M., Kaynak O, "T-Norm Adaptation in Fuzzy Logic Systems Using Genetic Algorithms", artigo a ser apresentado no IEEE ISIE'99, Bled, Slovenia.
- [23] Krishnan R., Doran F. C., and Latos T. S., "Identification of Thermally Safe Load Cycles for an Induction Motor Position Servo", presented at IEEE-IAS Annual Meeting, Chicago, IL, October 1984.
- [24] Cybenko. "Approximation by superposition of sigmoidal function", Mathematics of Contr., Signals and Systems, vol. 2, pp. 303-314, 1989.

- [25] Wishart M. T. and Harley B. K., "Identification and control of induction machines using neural networks", IEEE Trans. Ind. Application, vol. 31, no. 3, pp. 612-619, May/June, 1995.
- [26] Narendra K. S., "Identification and control of dynamical systems using neural networks", IEEE Transaction on Neural Networks, vol. 1, no. 1, pp.4-27, March 1990.
- [27] Theocharis J., Petridis V., "Neural network observer for induction motor control", IEEE Trans. Control Syst. Mag., pp. 26-37, April 1994.
- [28] Kulkarni, A. S., El-Sharkawi, M. A., "Speed estimator for induction motor drives using an artificial neural network", IEEE International Electrical Machines and Drives Conference Record, Milwaukee Wisconsin, pp. 18-21, May 1997.
- [29] Reyes J., Rosell L., Bim E., "Estimação por Redes Neurais da Constante de Tempo Rotórica e do Conjugado de Carga do Motor de Indução sob Controle Vetorial Indireto", Proceedings of the III INDUSCON - IEEE Industry Application Society, pag. 138-143, 8-10 Setembro, 1998, São Paulo - Brasil.
- [30] Lorenz, R. D., "Tuning of field-oriented induction motor controllers for high-performance application", IEEE Transactions on Industry Application, vol. IA-22, no. 2, pp. 293-297, March/April.
- [31] Haykin S., *Neural Networks, A Comprehensive Foundation*, 1ª ed., Macmillan Publishing Company, 1994.
- [32] Hopfield J. J., "Neural Networks and physical systems with emergent collective computational abilities", Proceedings of the National Academy of Sciences of the U.S.A., vol. 79, pp. 2554 - 2558, 1982.
- [33] Kohonen T., *Self - Organization and Associative Memory*, 3ª ed., New York, Springer - Verlag, 1988.
- [34] Fodor D., Griva G., Profumo F., "Compensation of Parameters Variation in Induction Motor Drives Using Neural Networks", 0-7823-2730-6-IEEE, pp. 1307-1311, 1995.
- [35] Demut, H., *Neural Networks Toolbox for Use with MATLAB*", The MathWorks Inc., Massachusetts, 1994.
- [36] *DSP56000/DSP56001 Digital Signal Processor User's Manual*.
- [37] *Application Development System Reference Manual, Motorola Inc.*
- [38] Xu X., Doncker R. D., D. W. Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive", PESC'88 Conference Record, pp. 870-876, April 1988.
- [39] *Reference Set. TMS320C24x DSP Controllers. Peripheral Library and Specific Devices. 1997.*

APÊNDICE A

Dados do Motor de Indução

A.2 Dados de placa do motor

Potência Nominal: 2.25 KW

Velocidade Nominal: 1700 rpm

Tensão Nominal: 230 Volts

Corrente Nominal: 9 A

A.2 Parâmetros do Motor

Numero de Polos: $P = 4$

Resistência de estator: $R_s = 0.75 \Omega$

Resistência de rotor: $R_r = 0.8 \Omega$

Indutância de magnetização: 81.4 mH

Indutância do estator: $L_s = 90.7 \text{ mH}$

Indutância do rotor: $L_r = 90.7 \text{ mH}$