

**EURICO BEZERRA DE SOUZA FILHO**

**ESTIMAÇÃO E CONTROLE EM ACIONAMENTOS COM MÁQUINAS  
ASSÍNCRONAS EM CAMPO ORIENTADO**

Tese apresentada a Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

**ÁREA DE CONCENTRAÇÃO:      PROCESSAMENTO DA ENERGIA  
CONVERSÃO E CONTROLE**

**ORIENTADORES:                  CURSINO BRANDÃO JACOBINA  
EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA  
ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA**

**CAMPINA GRANDE - PARAÍBA  
JUNHO DE 1993**

5412-  
13.33(13)



S719e Souza Filho, Eurico Bezerra de.  
Estimação e controle em acionamentos com máquinas assíncronas em campo orientado / Eurico Bezerra de Souza Filho. - Campina Grande, 1993.  
174 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1993.  
"Orientação : Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Edison Roberto Cabral da Silva, Prof. Dr. Antonio Marcus Nogueira Lima".  
Referências.

1. Máquinas Assíncronas - Sistema de Acionamento. 2. Sistema de Acionamento Estático. 3. Motores. 4. Tese - Engenharia Elétrica. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Silva, Edison Roberto Cabral da. III. Lima, Antonio Marcus Nogueira. IV. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). V. Título

CDU 621.313.33(043)

**ESTIMAÇÃO E CONTROLE EM ACIONAMENTOS COM MÁQUINAS  
ASSÍNCRONAS EM CAMPO ORIENTADO**

**EURICO BEZERRA DE SOUZA FILHO**

TESE APROVADA EM 08.07.1993

*Cursino Brandão Jacobina*  
CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr. Ing., UFPB  
Orientador

*Antonio Marcus Nogueira Lima*  
ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB  
Orientador

*Edison Roberto Cabral da Silva*  
EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr. Ing., UFPB  
Orientador

*Felmo Silva de Araújo*  
FELMO SILVA DE ARAÚJO, Dr. Ing.  
Componente da Banca

*Richard Magdalena Stephan*  
RICHARD MAGDALENA STEPHAN, Dr. Ing., COPPE/UFRJ  
Componente da Banca

*Paulo Fernando Seixas*  
PAULO FERNANDO SEIXAS, Dr., UFMG  
Componente da Banca

*Fernando Luis Marcelo Antunes*  
FERNANDO LUIS MARCELO ANTUNES, Ph.D., UFC  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE PB  
JULHO - 1993

## DEDICATÓRIA

Aos meus pais Eurico e Celina

Aos meus irmãos Jorge e Rosalice.

Aos meus filhos Diego, Felipe e Thiago

A minha esposa Cristina

A todos os meus amigos

## AGRADECIMENTOS

Aos professores Edson Roberto Cabral da Silva, Cursino Brandão Jacobina e Antonio Marcus Nogueira Lima pela intensa colaboração sem os quais este trabalho não seria possível.

Aos meus companheiros de trabalho Raimundo Nazareno, Fabiano Salvadori, Ricardo Lúcio, José Sérgio, Benedito Luciano e Homero pelas constantes discussões que enriqueceram este trabalho

Aos meus colegas do departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE, em particular ao professor Hugo Guerra pelo incentivo e apoio dados à realização deste trabalho.

Ao programa PICD/CAPES que financiou a realização deste trabalho.

## RESUMO

Este trabalho é uma contribuição ao estudo e desenvolvimento de um sistema de acionamento para máquinas assíncronas, realizado com o auxílio de um microcomputador operando em tempo real. Na sua parte material, o sistema é constituído de um inversor trifásico a transistores de potência destinado à alimentação da máquina por meio de técnicas de modulação em largura de pulso (PWM), um motor de indução com rotor bobinado e um microcomputador IBM-386. Os sinais de corrente e posição do eixo da máquina são obtidos através de um sensor de corrente de efeito Hall e um captor de posição absoluto de nove bits, respectivamente.

O sistema de acionamento estático apresentado neste trabalho é composto de uma malha de regulação de corrente, um controlador de fluxo/conjugado segundo o princípio de campo orientado indireto e uma malha de regulação de velocidade. Diferentes esquemas de controladores de corrente em acionamentos estáticos com o motor de indução, nas versões com histerese e discretos, são apresentados. Entretanto, na implementação final do sistema são utilizados os controladores do tipo PI, tanto para os controladores de corrente como aquele destinado ao controle de velocidade.

Para o dimensionamento e caracterização dos vários sub-sistemas que dependem dos parâmetros do motor, é apresentado um estudo de estimação paramétrica em duas modalidades: a estimação estática e a estimação dinâmica. Tanto na estimação estática quanto na dinâmica é utilizado o método dos mínimos quadrados. Desse estudo resultam duas novas abordagens para a estimação dos parâmetros do modelo do motor de indução. Estas novas técnicas contornam os problemas de matrizes mal condicionadas e uma delas é desenvolvida de forma a manter o tempo gasto para a execução do algoritmo constante, independente do número de fontes de dados usados no processo de estimação.

Finalmente, é desenvolvido neste trabalho um ambiente puramente digital destinado ao acionamento de motores. A forma de como foi estruturado o programa e o uso de uma linguagem de alto nível, torna-o bastante flexível, na medida em que mudanças de estratégias e testes, geralmente necessários no início do desenvolvimento de qualquer sistema, são facilmente realizadas.

## ABSTRACT

This work is a contribution to the study and implementation of a real time microcomputer-based control system for an induction motor drive. The system hardware includes a bipolar transistor three phase inverter, which is used to supply a machine with a PWM voltage waveform and an IBM compatible microcomputer. Machine currents and shaft position are obtained with the help of a Hall effect sensor and an absolute optical encoder, respectively.

The static drive system, includes current regulator, flux/conjugate field oriented approach and speed regulator. Two different current control schemes in field oriented control, which use hysteresis and discret time current controllers are discussed. However, the PI controller is used for both current controller and speed controller in system implementation.

In the design and characterization of several parameters dependent system, static estimation and dynamic estimation are analyzed. These estimation techniques are both based on the least square method. Two new approaches for parameter estimation are developed in which the ill-conditioned matrices problem is avoided. In one of this techniques the algorithm execution time is independent on the data quantity.

Finally, a digital program for drive motors is developed. The program structure and the use of high-level language make its use very flexibe in the sense that control strategies, in the test procedure, may be easily changed.

<b>INTRODUÇÃO GERAL</b>	01
 <b>CAPÍTULO I - Inversor de Tensão Trifásico a Transistores de Potência</b>	
1.1 Introdução	06
1.2 Regime de Trabalho	06
1.3 Mecanismo de Comutação	07
1.4 Circuito de Auxílio a Comutação	10
1.4.1 Análise de um CAC (circuito de auxílio a comutação)	10
1.5 Circuito de Excitação da Base do Transistor	13
1.5.1 A forma de onda ótima da corrente de base	14
1.5.2 Considerações para o projeto do circuito de quase-saturação	16
1.5.3 Um problema específico do inversor	18
1.5.4 Circuito Típico de Comando da Base	19
1.6 O Circuito Inversor Usado no Projeto	21
1.6.1 Simulação de um braço do inversor usado no projeto	22
1.7 Conclusão	31
 <b>CAPÍTULO II - Controladores de Corrente em acionamentos com motor de indução em campo orientado</b>	
2.1. Introdução	32
2.2 Modelo do motor e controle em campo orientado	34
2.2.1 Modelo da máquina assíncrona.	34
2.2.2 A estratégia de campo orientado	35
2.3. Modelos para os controladores de corrente	37
2.3.1 Modelo dinâmico de primeira ordem	37
2.3.2 Modelo dinâmico corrente-tensão	39
2.4 Controladores com histerese	41



2.4.1 Controlador com histerese independente	41
2.4.2 Controlador com Histerese Vetorial	45
2.4.3 O Efeito do retardo de tempo - controlador com histerese	50
2.4.4 Linhas virtuais de comutação	50
2.5 Controladores de corrente discretos	55
2.5.1 Controladores discretos preditivo e PI - modelo de primeira ordem	55
2.5.2 Controlador discreto preditivo - modelo corrente-tensão	57
2.6 Resultados de simulação dos controladores	60
2.6.1 Controladores com histerese e discretos - modelo de primeira ordem	60
2.6.2 Controlador preditivo - modelo corrente-tensão.	64
2.6.2.1 Resposta em frequência.	64
2.6.2.2 Resposta no tempo.	67
2.7 Conclusão	69

### **CAPÍTULO III - Estimação dos Parâmetros do Modelo do Motor de Indução**

3.1 Introdução	72
3.2 Estimação estática	74
3.3 Estimação sequencial - Método global	86
3.4 Estimação sequencial - Método modificado.	87
3.5 Resultados de estimação.	88
3.5.1 Estimação dos parâmetros - máquina de dupla gaiola (simulação)	88
3.5.2 Estimação estática - máquina de gaiola simples (simulação)	90
3.5.3 Resultados experimentais de estimação ( motor com rotor bobinado)	99
3.6. Estimação dinâmica	108
3.7. Estimação dos parâmetros do modelo discreto	110
3.7.1 Determinação dos parâmetros suplementares	110
3.7.2 Obtenção dos pólos discretos	110
3.7.3 Obtenção de alguns parâmetros do modelo discreto	111
3.7.4 Obtenção de alguns parâmetros do modelo contínuo	111
3.7.5. Estimação dos parâmetros com o RLS	112
3.7.6 Resultados de simulação - Estimação dinâmica	113
3.8 Conclusão	116

## **CAPÍTULO IV - Sistema Digital para o Acionamento da Máquina Assíncrona**

4.1. Introdução	118
4.2. Composição do sistema de acionamento	119
4.3. Programa digital para o acionamento de máquinas assíncronas	121
4.4. Funções de controle e estimação de parâmetros	122
4.5. Módulo de comando e aquisição	123
4.6. Escolha dos parâmetros do modelo	125
4.7. Período de amostragem	125
4.8. Controladores	126
4.8.1. Fonte de tensão	126
4.8.2. Controle de corrente	128
4.8.3. Controle de fluxo-conjugado	132
4.8.3.1 Campo orientado indireto	132
4.8.3.2 Corrente e escorregamento controlado	133
4.8.4. Cálculo da velocidade	134
4.8.5. Controle de velocidade	136
4.9. Resultados experimentais	138
4.9.1 Caracterização do controle de corrente - A influência da $f_{cem}$	138
4.9.1.1 Resposta ao degrau	138
4.9.1.2 Influência da compensação da $f_{cem}$	139
4.9.1.3 Influência dos parâmetros no cálculo da $f_{cem}$ - vetor completo	140
4.9.1.4 Influência dos parâmetros no cálculo da $f_{cem}$ - vetor reduzido	143
4.9.1.5 Comparação entre: campo orientado e corrente/escorregamento controlados	148
4.10 Conclusão	150
<b>CONCLUSÕES GERAIS E PERSPECTIVAS FUTURAS</b>	<b>152</b>
<b>ANEXOS</b>	
Anexo A - Dados do motor de indução	157
Anexo B - Modelo do motor de indução referido ao estator	158
Anexo C - Algoritmos de estimação	162

**BIBLIOGRAFIA****SÍMBOLOS****Lista dos Principais Símbolos utilizados**

ca/ca : Conversão tensão (corrente) alternada para tensão (corrente) alternada

ca/cc : Conversão tensão (corrente) alternada para tensão (corrente) contínua

cc/ca : Conversão tensão (corrente) contínua para tensão (corrente) alternada

ON-OFF : Ação de controle do tipo "liga-desliga"

$f_{cem}$  : Força contra-eletromotriz

PWM : Modulação em largura de pulso

d,q : Eixos de referência com velocidade  $\omega_d$

$\omega_s$  : Velocidade angular do campo girante estático [rad/s]

$\omega_r$  : Velocidade angular elétrica do fluxo rotórico [rad/s]

$\omega_m$  : Velocidade angular mecânica em graus elétricos [rad/s]

$\omega_g$  : Velocidade angular elétrica dos eixos d,q num referencial genérico [rad/s]

- $\omega_{rm}$  : Velocidade angular de escorregamento [rad/s]
- $\theta$  : Vetor paramétrico (Capítulo 3)
- $\theta_s$  : Angulo elétrico de posição do vetor corrente relativo ao referencial estatórico fixo [rad].
- $\delta_j$  : Angulo elétrico de posição do vetor fluxo rotórico relativo ao referencial estatórico fixo [rad].
- $v_s^g$  : Vetor tensão de estator relativo ao referencial genérico [V]
- $i_s^g$  : Vetor corrente de estator relativo ao referencial genérico [A]
- $v_r^g$  : Vetor tensão do rotor relativo ao referencial genérico [V]
- $i_r^g$  : Vetor corrente do rotor relativo ao referencial genérico [A]
- $v_s^s$  : Vetor tensão relativo ao referencial estatórico fixo [V]
- $i_s^s$  : Vetor corrente relativo ao referencial estatórico fixo [A]
- $\phi_r$  : Amplitude do vetor fluxo rotórico [Wb]
- $\phi_s^g$  : Vetor fluxo de estator relativo ao referencial genérico [Wb]
- $\phi_r^g$  : Vetor fluxo rotórico relativo ao referencial genérico [Wb]
- $c_e$  e  $c_m$  : Conjugados eletromagnéticos e mecânicos [N.m]
- $r_s$  e  $r_r$  : Resistências do estator e do rotor [ $\Omega$ ]
- $l_s$  e  $l_r$  : Indutâncias próprias do estator e do rotor (máquina bifásica) [H]
- $l_m$  : Indutância mútua (máquina bifásica) [H]

$J, K_f$  e  $P$  : Momento de inércia, coeficiente de atrito e número de pares de polos [ $\text{kg.m}^2, \text{N.m/rad/s}$ ]

$\phi_{sd}^s$  e  $\phi_{sq}^s$  : Componentes de fluxo estático de eixos d,q relativas ao referencial estático fixo [Wb]

$\phi_{rd}^s$  e  $\phi_{rq}^s$  : Componentes de fluxo rotórico de eixos d,q relativas ao referencial estático fixo [Wb]

$v_{sd}^r$  e  $v_{sq}^r$  : Componentes de tensão estática de eixos d,q relativas ao referencial fluxo rotórico [V]

$v_{rd}^s$  e  $v_{rq}^s$  : Componentes de tensão rotórica de eixos d,q relativas ao referencial estático fixo [V]

$i_{sd}^r$  e  $i_{sq}^r$  : Componentes de corrente estática de eixos d,q relativas ao referencial fluxo rotórico [A]

$i_{sd}^s$  e  $i_{sq}^s$  : Componentes de corrente estática de eixos d,q relativas ao referencial estático fixo [A]

$i_{sd}^{r*}$  e  $i_{sq}^{r*}$  : Componentes de referência da corrente estática de eixos d,q relativas ao referencial fluxo rotórico [A]

$i_{sd}^{s*}$  e  $i_{sq}^{s*}$  : Componentes de referência da corrente estática de eixos d,q relativas ao referencial estático fixo [A]

$e_{sd}^r$  e  $e_{sq}^r$  : Componentes da fcm de eixos d,q relativas ao referencial fluxo rotórico [A]

$e_{sd}^s$  e  $e_{sq}^s$  : Componentes da fcm de eixos d,q relativas ao referencial estático fixo [A]

$T_e$  : Período de amostragem [s]

$T_r$  : Constante de tempo rotórica ( $l_r/r_r$ ) [s]

$T_s$  : Constante de tempo estática ( $\sigma_l/r_s$ ) [s]

$T_m$  : Constante de tempo mecânica ( $J/K_a$ ) [s]

$s$  : Escorregamento (capítulo III)

$s_i$  : linha de comutação (capítulo II)

$s_{iv}$  : linha virtual de comutação (capítulo II)

$k_p$  e  $k_i$  : Ganhos proporcional e integral do regulador de corrente

$R_d$  : Regulador de corrente de eixo d

$R_q$  : Regulador de corrente de eixo q

$y_u$  : Valores medidos de curvas características estáticas.

$N$  : Número total de pontos obtidos experimentalmente do vetor de dados ( $Y_u$ )

$D$  : Indica diferença, erro ou incremento

$p_i + j\omega_i$  : Representação de polo complexo (plano s)

$z_i$  : Representação de polo no plano z

$\sigma$  : Desvio padrão ou coeficiente de dispersão magnética total

$x(t)$ : Vetor de estados do sistema

$u(t)$ : Vetor de entradas do sistema

$y(t)$ : Vetor de saídas do sistema

$x(k+1)$ : Vetor de estados no instante  $t_{k+1}$  para o sistema discreto

$F(T_e)$ : Matriz de transição de estados discretizada para período de amostragem  $T_e$

$H(T_e)$ : Matriz de pesos para o vetor de entrada - Sistema discreto

## Listas de Figuras e Tabelas Utilizadas

- Fig. 1 - Representação em diagrama de blocos de um sistema de acionamento típico.
- Fig. 2 Estrutura moderna de um diagrama simplificado para um sistema de acionamento.
- Fig. 1.1 Circuito de potência de um inversor trifásico.
- Fig. 1.2 Comutações típicas em um inversor trifásico.
- Fig. 1.3 Comutação transistor - diodo.
- Fig. 1.4 Comutação diodo - transistor complementar.
- Fig. 1.5 Limitação do  $dV/dt$  pela introdução de um capacitor.
- Fig. 1.6 Limitação do  $dI/dt$  com a introdução do indutor.
- Fig. 1.7 Formas de onda de tensão e corrente do transistor e capacitor.
- Fig. 1.8 Formas de onda de tensão e corrente salientando a redução na taxa de variação  $di/dt$ .
- Fig. 1.9 Braço do inversor com CAC.
- Fig. 1.10 Gráfico temperatura x frequência com indicação da influência do CAC.
- Fig. 1.11 A influência da capacitância parasita  $C_{bc}$  na resposta de corrente de coletor.
- Fig. 1.12 Bloqueio do transistor.
- Fig. 1.13 Característica do transistor indicando a região de QS.
- Fig. 1.14 (a) Circuito de quase-saturação. (b) Efeito do diodo no tempo de armazenamento.
- Fig. 1.15 Forma de onda ótima da corrente de base.
- Fig. 1.16 Circuito típico de comando de base.
- Fig. 1.17 Efeito da condução do diodo de roda livre.
- Fig. 1.18 Circuito típico de comando para transistores de potência.
- Fig. 1.19 Braço do inversor com CAC e circuito de comando de base usado no projeto.
- Fig. 1.20 Braço do inversor com o CAC usado na simulação.
- Fig. 1.21 Formas de onda do inversor com o CAC.
- Fig. 1.22 Formas de onda do inversor com CAC.
- Fig. 1.23 Formas de onda durante a comutação de T1(Condução ao bloqueio)
- Fig. 1.24 Formas de onda durante a comutação de T2(Condução ao bloqueio)
- Fig. 1.25 (a) Forma de onda de comando de base. (b) Formas de onda de tensão e corrente para o transistor T2.

- Fig. 1.26 Formas de onda durante a comutação de T2 (Condução ao bloqueio)
- Fig. 2.1 Representação do motor de indução.
- Fig. 2.2 Controlador indireto em campo orientado.
- Fig. 2.3 Controlador de corrente com histerese independente.
- Fig. 2.4 Resultados de simulação, histerese independente,  $E = 775V$ ,  $h = 0.4$ ,  $W_s = 377 \text{ rad/s}$   
(Em vazio, chave ideal - regime permanente)
- Fig. 2.5 Resultados de simulação, histerese independente,  $E = 775V$ ,  $h = 1.0$ ,  $W_s = 377 \text{ rad/s}$   
(Em vazio, chave ideal - regime permanente).
- Fig. 2.6 Diagrama de chaveamento.
- Fig. 2.7 (a) Representação vetorial das possíveis tensões de saída do inversor (b) Indicação do nível de histerese.
- Fig. 2.8 Escolha apropriada do vetor tensão.
- Fig. 2.9 Controle com histerese vetorial ( $dDi^s_s$ ).
- Fig. 2.10 Controle com histerese vetorial (eq. campo orientado).
- Fig. 2.11 Comportamento da tensão de saída de um braço do inversor com retardo nos sinais de comando.
- Fig. 2.12 (a) Sequência de chaveamento com  $I_s > 0$  e indicação da linha virtual de comutação. (b) Diagrama de chaveamento com linhas virtuais de comutação.
- Fig. 2.13 Diagrama de chaveamento com linhas virtuais de comutação com indicação da tendência do erro de corrente.
- Fig. 2.14 Corrente ( $i_{s1}$ ), corrente de referência ( $i_{s1}^*$ ) e erro de corrente das fases "a" e "b" (a) Velocidade ( $W_s = 377 \text{ rad/s}$ ) (b)  $W_s = 150.8 \text{ rad/s}$  (Chaves com retardo de  $20 \mu s$ )
- Fig. 2.15 Forma de onda de corrente experimental.
- Fig. 2.16 Controle preditivo.
- Fig. 2.17 Controle PI no estator.
- Fig. 2.18 Controle PI no campo.
- Fig. 2.19 Controlador preditivo com o modelo corrente-tensão.
- Fig. 2.20 Erro de corrente, conjugado e fluxo. (transitório de conjugado, 50 Hz)  
(fonte, Fig. 2.10)
- Fig. 2.21 Erro de corrente (Disa), conjugado ( $T_e$ ) e fluxo rotórico na partida ( $\phi_r$ ).  
(fonte, Fig. 2.11)
- Fig. 2.22 Conjugado e fluxo na partida (PI no campo).
- Fig. 2.23 Conjugado e fluxo com transitório de conjugado, 50 Hz (PI no estator).
- Fig. 2.24 Conjugado e fluxo com transitório de conjugado, 5 Hz (PI no estator)
- Fig. 2.25 Conjugado e fluxo com transitório de conjugado, 50 Hz (Preditivo).
- Fig. 2.26 Amplitude e deslocamento angular de  $G_a(z)$  e  $G_b(z)$  com  $T_e = 0.2ms$ .  
 $\omega_m = 0. \text{ rad/s}$ .
- Fig. 2.27 Amplitude e deslocamento angular de  $G_a(z)$  e  $G_b(z)$  com  $T_e = 0.2ms$ .  
 $\omega_m = 200 \text{ rad/s}$
- Fig. 2.28 Amplitude e deslocamento angular de  $G_a(z)$  e  $G_b(z)$  com  $T_e = 0.4ms$ .  
 $\omega_m = 0. \text{ rad/s}$ .
- Fig. 2.29 Amplitude e deslocamento angular de  $G_a(z)$  e  $G_b(z)$  com  $T_e = 0.4ms$ .  
 $\omega_m = 200 \text{ rad/s}$



Fig 2.30 Componente id da corrente estatórica e erro de corrente.  $\omega_m = 0$  rad/s e

$T = 0.2$ ms

Fig 2.31 Componente id da corrente estatórica e erro de corrente.  $\omega_m = 200$ . rad/s e

$T = 0.2$ ms

Fig 3.1 Circuito equivalente padrão para o motor de indução

Fig 3.2 Representação do ajustamento de uma função aos pontos  $y_{it}$ .

Fig 3.3 Circuito equivalente do motor de indução em regime permanente (modelo que inclui variações nos parâmetros do rotor).

Fig. 3.4 Circuitos equivalentes do motor de indução gaiola dupla.

Fig. 3.5 Curva característica de corrente contaminada com ruído gaussiano branco.

(Única fonte de dados).

Fig. 3.6 Superposição das curvas traçadas com valores paramétricos reais (curva contínua) e estimados. (a) Valor inicial  $\theta_{o1}$ . (b) Valor inicial  $\theta_{o2}$ .

Fig. 3.7 Superposição das curvas traçadas com valores paramétricos reais (curva contínua) e estimados (vetor reduzido)(a) Valor inicial  $\theta_{o1}$ .(b) Valor inicial  $\theta_{o2}$ .

Fig. 3.8 Curvas características de corrente e potência, 1 e 2 contaminadas com ruído gaussiano branco (fonte de dados). (b) Superposição das curvas traçadas com parâmetros reais e valores estimados (3 - corrente. 4- potência . 5- conjugado).

Fig.3.9a Fluxograma - método global

Fig.3.9b Fluxograma - método modificado

Fig 3.10 a) Curva de corrente b) Potência de entrada. c) Fator de potência.

Fig 3.11 Superposição das curvas a) Curva de corrente b) Potência de entrada. c) Fator de potência. (O valor do parâmetro estimado é marcado por '#' (Tabela 3.2)).

Fig 3.12 Curvas experimentais a) Corrente. (b) Potência. (c) Fator de potência.

Fig 3.13 Transitório de corrente (a) Dados reais (b) Simulação

Fig. 3.14 Diagrama de bloco do modelo simplificado.

Fig. 3.15 Sistema utilizado para estimação dos parâmetros.

Fig. 3.16. Formas de onda da corrente e tensão e resultado da estimação do parâmetro  $f_{ak}$  em alta velocidade (a) alimentação senoidal (b) Alimentação pseudo-aleatória (c)Alimentação seis de graus

Fig. 4.1 Representação do sistema de acionamento completo.

Fig 4.2 Diagrama simplificado de tempo

Fig 4.3 Diagrama em blocos do sistema

Fig. 4.4 Estrutura em blocos do CACO.

Fig 4.5 Exemplo do cálculo do tempo para a modulação MRA.

Fig. 4.6 Controladores de corrente por fase.

Fig. 4.7 Resposta de velocidade para conjugado nulo.

Fig 4.8 Resposta ao degrau de corrente.

Fig 4.9 (a) Superposição da corrente de referência com a corrente da máquina (b) Resposta de velocidade - (controlador com compensação)

Fig 4.10 (a) Superposição da corrente de referência com a corrente da máquina (b) Resposta de velocidade - (controlador sem compensação)

Fig 4.11 (a) Superposição da corrente de referência com a corrente da máquina (b) Resposta de velocidade (c) erro de corrente - parâmetros 60Hz estimado (PWM). (d) Erro de corrente - parâmetros 60 Hz ensaios clássicos.

Fig 4.11(c) Erro de corrente - parâmetros 30Hz estimado (PWM). (f) Erro de corrente - parâmetros 15 Hz estimado (PWM).

Fig 4.12(a) Erro de corrente - parâmetros 15Hz estimado (PWM). (b) Erro de corrente - parâmetros 30 Hz estimado (PWM). (c) Erro de corrente - parâmetros 60 Hz estimado (PWM).

Fig 4.13(a) Superposição da corrente de referência com a corrente da máquina (b) Resposta de velocidade (c) Erro de corrente - parâmetros 15Hz estimado (PWM). (d) Erro de corrente - parâmetros 30 Hz estimado (PWM). (e) Erro de corrente - parâmetros 60 Hz estimado (PWM).

Fig 4.14 Resposta do sistema ao degrau de velocidade com pequena amplitude (a) Campo orientado. (b) Corrente/escorregamento controlados.

Fig 4.15 Resposta do sistema em campo orientado ao degrau de velocidade (1) Campo orientado (2) Corrente/escorregamento controlados.

Fig B1 - Diagrama fasorial

Fig B2 - (a) Circuito equivalente do motor de indução por fase. (b) Circuito equivalente em campo orientado.

Fig E1 - Composição do vetor tensão ( $U_{ref} = u_s^*$ ).

Fig E2 - Padrão de modulação.

Tabela 2.1 - Escolha do vetor tensão.

Tabela 2.2 - Localização da FCEM.

Tabela 2.3 - Erros de corrente máximos e mínimos por fase (retardo de 20 $\mu$ s).

Tabela 2.4 - Raízes das funções de transferência - velocidade mecânica 200rad/s.

Tabela 2.5 - Raízes das funções de transferência - velocidade mecânica 0rad/s.

Tabela 3.1 - Parâmetros estimados do motor de gaiola simples com as curvas características estática sem ruído -simulação

Tabela 3.2 - Parâmetros estimados do motor de gaiola simples com as curvas características estáticas contaminadas com ruído- simulação

Tabela 3.3 - Parâmetros estimados do motor de gaiola simples com alimentação senoidal - valores medidos das curvas características estáticas.

Tabela 3.4 - Constantes calculadas com os parâmetros estimados

Tabela 3.5 - Resultados da estimação dinâmica.

# INTRODUÇÃO GERAL

---

Analisando-se as estratégias de controle das máquinas assíncronas, verifica-se que a estrutura dos sistemas de acionamento desse tipo de máquina tende, de modo geral, para uma configuração padrão. Nessa configuração padrão destacam-se os seguintes blocos funcionais básicos (Fig. 1):

1. **Conversor ca/ca:** Estágio conversor de potência que converte a tensão elétrica disponível das linhas de distribuição comerciais, normalmente trifásicas, para a amplitude e a frequência necessárias à alimentação da máquina elétrica num dado ponto de operação. Esse conversor de potência é realizado em dois estágios: a) estágio de conversão ca/cc implementado através de um retificador a diodos semicondutores seguido de um filtro elétrico passivo. b) estágio de conversão cc/ca que utiliza um inversor estático com semicondutores de potência que operam em regime de chaveamento. O ciclo de trabalho dos interruptores de potência e a frequência de chaveamento do inversor são ajustados para alimentar adequadamente a máquina elétrica. Esse estágio de conversão é um amplificador de potência operando em regime de chaveamento.

2. **Subsistema de controle:** Esse bloco é constituído dos circuitos de aquisição e processamento dos sinais elétricos e mecânicos obtidos da máquina elétrica, dos circuitos que implementam a estratégia de controle e dos circuitos de comando dos interruptores do inversor estático.

Os resultados da evolução da tecnologia de fabricação de semicondutores de potência e da microeletrônica indicam que é possível ampliar significativamente os limites de desempenho (rejeição de perturbações, sensibilidade paramétrica, tempo de resposta, eficiência) dos sistemas de acionamento de máquinas elétricas de corrente alternada. A utilização de semicondutores de potência, (transistores bipolares, transistores de efeito de campo e igbts) capazes de comutar em frequências de chaveamento elevadas ( $> 10\text{kHz}$ ), permite reduzir as perdas harmônicas, pela utilização de técnicas de modulação, e aumentar a largura de faixa. Por outro lado, a redução da duração do ciclo de máquina e o aumento do número de bits da palavra de dados dos microprocessadores e o surgimento dos processadores de sinais e microcontroladores, viabiliza a substituição de circuitos analógicos por programas, ampliando as possibilidades de desenvolvimento de novas estratégias de controle. Entretanto, os sistemas que operam com

transistores, são limitados ao acionamento de motores de baixa potência (<100kw) [LEONHARD, 1988].

Nesse contexto constata-se que na versão moderna do sistema de acionamento apresentado na Fig. 1 o estágio de conversão cc/ca é, de modo geral, implementado através de um inversor enquanto que no subsistema de controle a quase totalidade das funções de aquisição, processamento e controle são realizadas via microprocessador. O diagrama simplificado desse sistema "padrão" encontra-se na Fig. 2.

As características operacionais (eficiência, faixa de velocidade, aceleração máxima, largura de faixa) exigidas no sistema de acionamento podem, de modo geral, ser conseguidas utilizando-se máquinas de corrente contínua ou de corrente alternada. Atualmente, a máquina de corrente alternada, e em particular a máquina assíncrona, tem sido preferida para obtenção de características de alto desempenho.

Independentemente da aplicação prevista, um motor de indução impõe, pelo seu princípio de funcionamento que determinadas condições devem, invariavelmente, estar asseguradas. Num sistema de acionamento, para aplicações em velocidade variável, o regulador de velocidade processa o sinal de erro (velocidade de referência - velocidade real) e gera um sinal que é a "imagem" do conjugado eletromagnético a ser desenvolvido pela máquina. Todavia, para que o conjugado eletromagnético seja efetivamente desenvolvido, é necessário assegurar que o estado de magnetização da máquina seja mantido constante. Dentre as diversas estratégias de controle, desenvolvidas para a máquina assíncrona, destaca-se aquela denominada de estratégia de campo orientado proposta por [BLASCHKE *et alli*, 1974] na década de 70. Esse tipo de esquema de controle admite duas versões: i) Direta, para cuja implementação é necessário dispor de uma medição ou estimativa do fluxo no entreferro e ii) Indireta, que é realizada utilizando a medição das correntes estatóricas e a medição da velocidade angular no eixo da máquina [SEN, 1988], [LEONHARD, 1985].

Fig. 1 - Diagrama simplificado do sistema de controle de campo orientado, em qualquer das suas

controle impõe aos semicondutores de potência um regime de chaveamento severo (frequência variável e ciclo de trabalho variável) que inviabiliza sua implementação através de microcomputadores, que operam com período de chaveamento fixo e pré-definido.



Fig. 1 - Representação em diagrama de blocos de um sistema de acionamento típico.

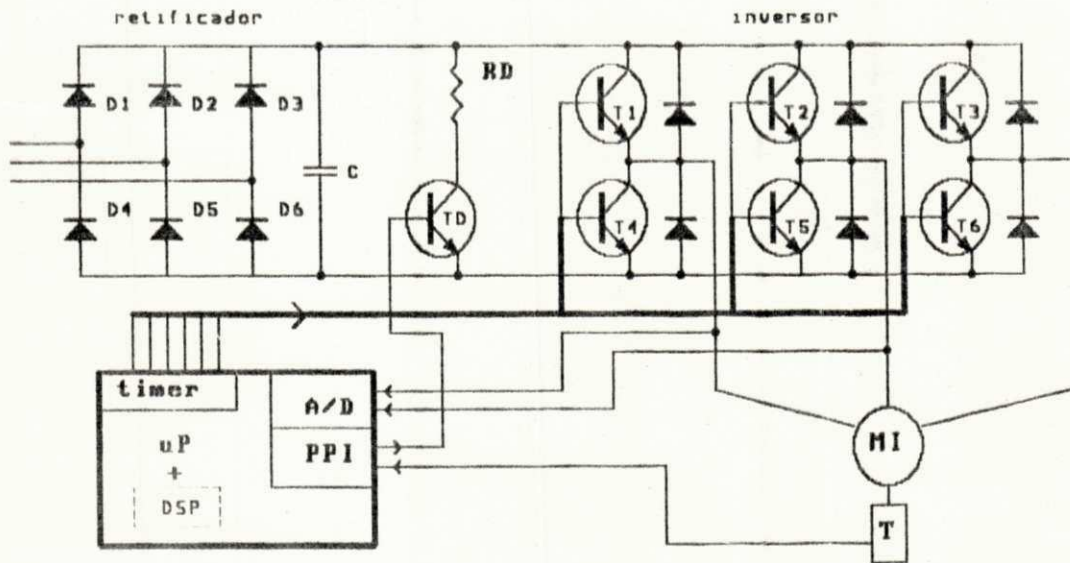


Fig.2 - Estrutura moderna de um diagrama simplificado para um sistema de acionamento.

As técnicas de controle de corrente que utilizam reguladores lineares discretos ou contínuos são fortemente dependentes dos parâmetros do modelo da máquina elétrica. No procedimento de determinação das constantes dos reguladores, requer-se o conhecimento dos pólos e zeros do sistema. Entretanto, a implementação desse tipo de técnica através de microcomputador é simples e direta. Pelo exposto acima, ficam evidentes os seguintes fatos: i) Para almejar a realização de um sistema de acionamento capaz de atingir índices de desempenho elevados (por exemplo; tempo de resposta para o estabelecimento de conjugado, largura de faixa adequada operando em velocidade variável) é necessário dimensionar corretamente o subsistema constituído pelo inversor estático e pela malha de controle de corrente. ii) O conhecimento dos parâmetros do modelo dinâmico da máquina assíncrona é num certo sentido a "pedra filosofal" do projeto do sistema de acionamento. A compatibilização do conjunto conversor/máquina para uma aplicação específica e o dimensionamento dos circuitos de alimentação e controle da máquina não são possíveis sem esse conhecimento [BELKHODJA, 1985].

O objetivo deste trabalho é a implementação de um sistema de acionamento para o motor de indução. Este sistema envolve o controle de fluxo e conjugado, segundo o princípio de campo orientado indireto, associado a uma malha de regulação de velocidade. É justamente nesse contexto, que este trabalho contém o estudo e análise de alguns subsistemas envolvidos no processo de acionamento em questão.

## **Organização do trabalho**

No primeiro capítulo são realizados o estudo e a análise do inversor trifásico a transistores de potência, que foi montado e testado em laboratório. Inicialmente, é feito um estudo das condições de chaveamento, salientando a necessidade de um circuito de auxílio à comutação para os transistores. Em seguida é feita uma análise dos circuitos típicos para a geração dos sinais de base apropriados à estrutura do inversor. Também, é incluído neste capítulo os resultados do estudo da simulação digital de um braço do inversor com os componentes reais usados no projeto e resultados experimentais.

No segundo capítulo são discutidas algumas estratégias para o controle de corrente em acionamento de alto desempenho (campo orientado). A primeira abordagem dos controladores é direcionada para a estratégia "on-off" com histerese independente. As características desse tipo de controlador de corrente com chaves ideais, podem ser observadas através do diagrama de chaveamento [BROD *et alli*, 1985]. Uma versão modificada do diagrama de chaveamento é

incluída para salientar os efeitos do retardo de tempo no comando das chaves. Na versão modificada do diagrama de chaveamento, é introduzido o novo conceito de linhas virtuais de comutação. Uma versão melhorada do controlador de corrente com histerese, designada aqui como histerese vetorial [NABAE *et alli*, 1986], é aplicada ao acionamento do motor de indução juntamente com a utilização de diferentes técnicas de detecção da força contra-eletromotriz ( $f_{cem}$ ) [JACOBINA *et alli*, 1990]. Na sequência, os controladores de corrente discretos PI e preditivos são estudados. O estudo dos controladores discretos considerados são baseados em dois modelos dinâmicos para corrente estatórica do motor: o modelo invariante de primeira ordem com uma  $f_{cem}$  (a ser compensada) e o modelo variante corrente-tensão de segunda ordem. Nessas técnicas de controle de corrente, a corrente de referência é imposta à máquina através do inversor trifásico operando como fonte de tensão PWM. Em particular, no estudo dos controladores de corrente PI e preditivo é utilizada a técnica PWM denominada modulação vetorial [VAN DER BROECK *et alli*, 1988]. Resultados de simulação do acionamento do motor de indução em campo orientado com estes controladores são apresentados.

No terceiro capítulo é estudada a estimação de parâmetros do motor de indução. Este estudo é dividido segundo duas abordagens: i) Estática, onde se utiliza os dados das curvas características de regime permanente do motor de indução (corrente, potência conjugado e fator de potência); ii) Dinâmica, desenvolvida a partir do modelo dinâmico que relaciona a corrente estatórica com a tensão terminal. Com a utilização da técnica de estimação estática obtêm-se os parâmetros do circuito equivalente por fase da máquina. Com a estimação dinâmica, são obtidos os coeficientes do modelo discreto da máquina. A partir desses coeficientes, alguns parâmetros do modelo contínuo são obtidos. Também, neste capítulo, resultados da estimação estática utilizando algoritmos recursivos (método modificado e o método global) que garantem a convergência do método de estimação, sem a necessidade de imposição de restrições são apresentados. Além disso, são apresentados resultados de simulação para a estimação dinâmica utilizando o método dos mínimos quadrados.

No quarto capítulo deste trabalho, é apresentado o protótipo de laboratório referente ao projeto de doutorado. Este protótipo consiste na implementação de um sistema de acionamento baseado na estratégia de campo orientado indireto, com regulação de velocidade. Este sistema é destinado ao acionamento de uma máquina assíncrona com rotor bobinado, cujo suporte básico para o desenvolvimento dos sub-sistemas (aquisição, controle e comando) é um microcomputador PC-386/SX. Também é implementada a técnica corrente/escorregamento controlados no controlador de fluxo/conjugado. Os resultados, de ambas as técnicas para sinais de testes específicos, são apresentados e comparados.



## INVERSOR DE TENSÃO TRIFÁSICO A TRANSISTORES DE POTÊNCIA

### 1.1 Introdução

Nas aplicações que exigem a transferência de alta potência elétrica com tensão e frequência variáveis, recorre-se atualmente aos conversores a semicondutores de potência. Um exemplo de tais aplicações é a alimentação da máquina assíncrona com velocidade variável através de inversores. Os recentes progressos na tecnologia de fabricação de diferentes dispositivos de potência tornaram possível a substituição do tiristor por dispositivos de disparo e bloqueio comandados capazes de operar em frequências mais elevadas (GTO, BJT, MOSFET, IGBT) em inversores de tensão para baixa e média potência.

Na época em que foi desenvolvido o circuito inversor de que trata este capítulo, o IGBT não era comercializado e havia dificuldades de aquisição do MOSFET de potência. Como o GTO (tiristor de disparo e bloqueio comandados) é usado para potências mais elevadas e seu circuito de comando é mais difícil de ser realizado, escolheu-se o BJT para implementação do inversor.

Inicialmente, neste capítulo, são apresentados aspectos básicos referentes à comutação dos transistores em um inversor. Em seguida, são analisados o circuito de auxílio à comutação (CAC) e o circuito de comando de base dos transistores do inversor. Finalmente, é definida a estrutura do inversor realizado e apresentados resultados de simulação.

### 1.2 Regime de Trabalho

Nas várias aplicações de um chaveador ou inversor, os transistores são continuamente submetidos a uma sequência de operação de chaveamento. Devido às limitações inerentes aos dispositivos semicondutores, cuidados são necessários para evitar situações de comutações

severas que levem o dispositivo a operar em regiões proibitivas e assim comprometer a confiabilidade do conversor.

Da Fig. 1.1 verifica-se que a célula básica de potência de um inversor trifásico a transistor é um braço formado por dois transistores em série, com seus respectivos diodos de roda livre em antiparalelo.

Um inversor alimentando uma carga indutiva e operando segundo uma técnica (PWM), são freqüentes os seguintes tipos de comutação (Fig. 1.2):

- 1) Comutação da corrente de um transistor para o diodo complementar (T1-D4).
- 2) Comutação da corrente de um diodo para o transistor complementar (D1-T4).
- 3) Comutação de um diodo para o transistor em paralelo (T4- D4), ou vice-versa, com a inersão do sentido de circulação da corrente na carga.

Os tipos de comutação mais severos são os indicados nos itens 2 e 3 e serão objetos de estudos dos parágrafos subsequentes.

### 1.3 Mecanismo de Comutação

A análise detalhada do processo de comutação de um braço do inversor de tensão trifásico viabiliza a determinação dos limites máximos de tensão, corrente e potência, aos quais é submetido um transistor bipolar operando em regime de chaveamento. A seguir, analisa-se uma sequência de comutação típica do braço constituído pelos pares T<sub>1</sub>/D<sub>1</sub> e T<sub>4</sub>/D<sub>4</sub> da Fig. 1.2.

A sequência de comutação é iniciada considerando-se que T<sub>1</sub> está no estado de condução (região de saturação) e que T<sub>4</sub> está no estado de bloqueio (região de corte). A corrente de carga I<sub>L</sub> circula através de T<sub>1</sub>. No instante  $t = t_0$ , conforme indicado na Fig. 1.3, o transistor T<sub>1</sub> recebe um sinal de bloqueio na base. Todavia, a transição do estado de condução para o estado de bloqueio só se inicia efetivamente em  $t_0 + t_s$ , onde  $t_s$  (tempo de armazenamento) é o tempo necessário para o escoamento do excesso de portadores armazenados na região da base. A partir do instante  $t_0 + t_s$  a corrente de coletor I<sub>T1</sub> do transistor T<sub>1</sub> diminui na mesma proporção em que a corrente I<sub>D4</sub> do diodo D<sub>4</sub> aumenta, uma vez que  $I_L = I_{T1} + I_{D4}$ . Logo no início da condução de D<sub>4</sub>, a taxa de crescimento da tensão entre o coletor e o emissor ( $dV_{ce1}/dt$ ) é bastante elevada. Desse modo, enquanto a corrente I<sub>T1</sub> está diminuindo, a tensão V<sub>ce1</sub> é aproximadamente igual à tensão E do barramento de corrente contínua. O resultado desse efeito é que a potência dissipada pelo

transistor  $T_1$ , durante esse intervalo de tempo, assume valores bastante elevados, podendo levar o dispositivo à destruição.

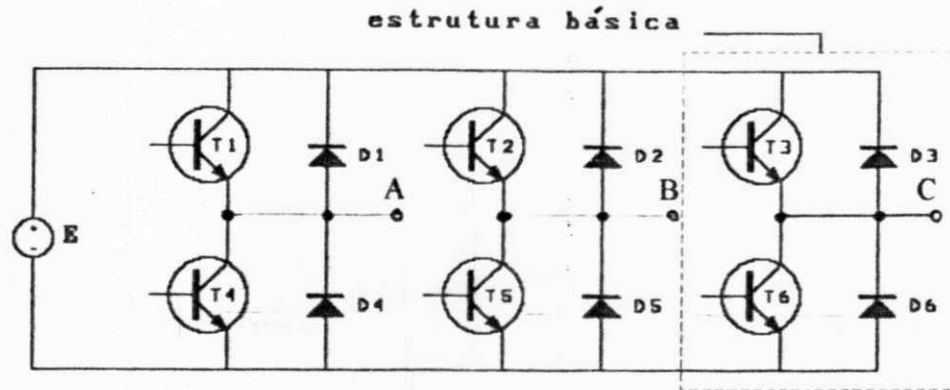


Fig. 1.1 Circuito de potência de um inversor trifásico.

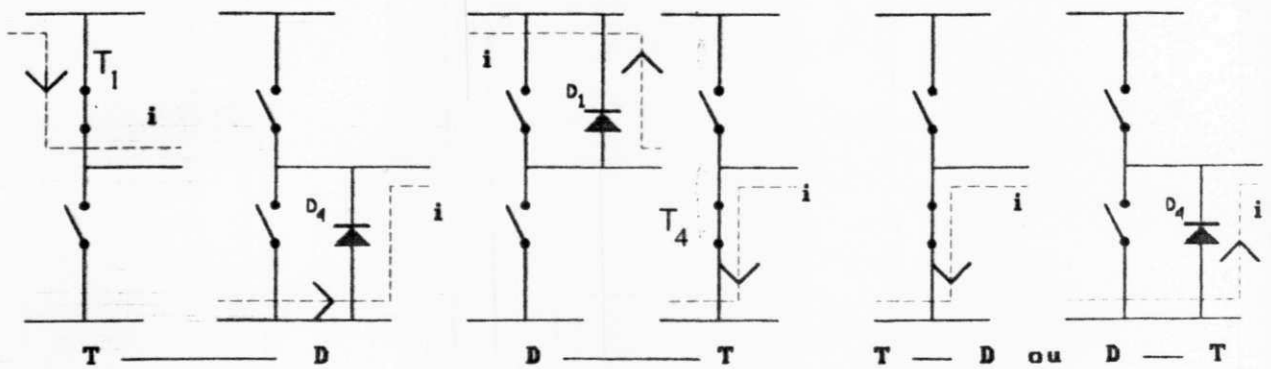


Fig. 1.2 Comutações típicas em um inversor trifásico.

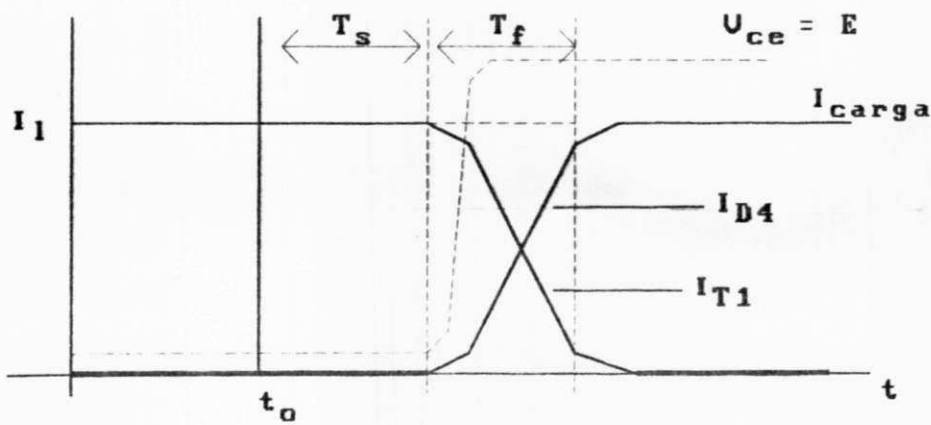


Fig. 1.3 Comutação transistor - diodo.

Admita-se, agora, que o diodo  $D_4$  esteja conduzindo a corrente de carga (Fig. 1.4). No instante  $t = t_0$  o transistor  $T_1$  recebe um comando, através da base, para entrar em condução. A partir desse instante a corrente através de  $T_1$  aumenta gradativamente e a corrente através do diodo  $D_4$  decai numa mesma taxa de variação. Quando a corrente do transistor atinge a corrente de carga, o diodo ainda permanece conduzindo em virtude do excesso de portadores armazenados. Naturalmente, a corrente reversa através do diodo se soma à corrente de carga passando através do transistor. Quando o excesso de portadores na junção do diodo é retirado, a corrente reversa do diodo cai rapidamente e a junção readquire a sua capacidade de bloqueio.

Da Fig. 1.4, observa-se que é mantida uma tensão elevada sobre o transistor em quase todo o período de comutação, além de uma sobrecorrente que produz uma considerável dissipação de potência no transistor.

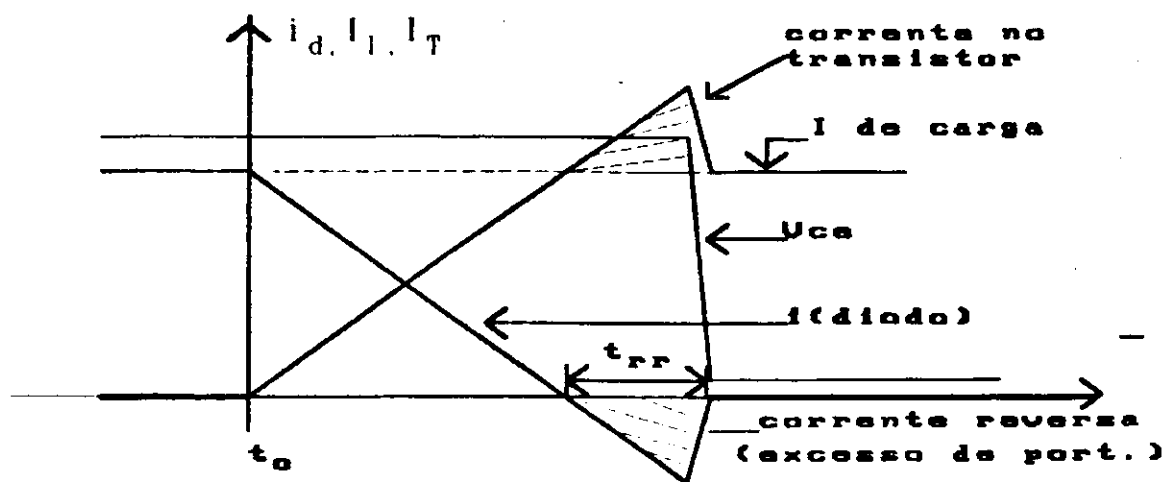


Fig. 1.4 Comutação diodo - transistor complementar.

A maior parcela de contribuição para as perdas no transistor, funcionando como interruptor, se verifica nos intervalos de comutação [WALSTON et alli, 1979] e, à medida que a frequência aumenta, uma quantidade proporcional de energia é dissipada no dispositivo. Isto pode levá-lo a falhas de operação e a sua possível destruição.

Um outro mecanismo de destruição do transistor é conhecido como avalanche secundária, cujo efeito é caracterizado pela formação de pontos quentes (mesoplasmas) na região de base. Um corrente de base em sentido inverso, fornece as condições para a ocorrência da avalanche secundária. Tal situação sempre ocorre durante o bloqueio do transistor onde um fluxo não

uniforme de corrente de base produz um desequilíbrio de concentração de portadores permitindo a formação localizada de alta densidade de corrente no sentido direto [GHANDHI, 1977].

## 1.4 Circuito de Auxílio a Comutação

Para reduzir as perdas na operação do transistor em chaveamento, principalmente em frequência elevada, são utilizados os circuitos de auxílio à comutação.

Existe uma grande variedade de circuitos de auxílio a comutação. Entretanto, o princípio básico de funcionamento dos mesmos se resume em retardar a taxa de crescimento da tensão sobre o dispositivo na transição do estado de condução ao estado de bloqueio e limitar a taxa de crescimento da corrente através do dispositivo na transição do estado de bloqueio à condução. Isto é obtido com a introdução de um capacitor em paralelo com o transistor (Fig. 1.5) e um indutor em série (Fig. 1.6) respectivamente. Em ambos os casos a energia armazenada nos elementos reativos é transferida para elementos dissipativos durante a sua descarga. Um estudo detalhado sobre o circuito de auxílio a comutação é apresentado em [RAJASHEKARA *et alli*, 1986]. A seguir, é apresentado um estudo resumido desse tipo de circuito.

### 1.4.1 Análise de um CAC (circuito de auxílio a comutação)

A colocação de um capacitor em paralelo com o transistor reduz a potência dissipada em consequência do atraso na taxa de crescimento da tensão. Percebe-se da Fig. 1.7 que durante a comutação a tensão sobre o capacitor é apenas uma fração da tensão de alimentação do barramento "E".

A partir do instante em que a corrente através do transistor for nula, o capacitor assume completamente a corrente de carga até que a tensão entre os seus terminais seja aproximadamente igual a tensão do barramento ( $t = t_1$ ). Uma pequena sobretensão é produzida pelas indutâncias parasitas da fiação dos circuitos. Após esse instante de tempo ( $t_1$ ), o diodo  $D_4$  passa a conduzir a corrente de carga e a tensão sobre o capacitor se ajusta para o valor da tensão de alimentação  $E$ . Com um novo disparo do transistor, o capacitor  $C_S$  descarregará através do mesmo, produzindo um surto de corrente. Para evitar esta descarga abrupta através do transistor e, ao mesmo tempo, minimizar as perdas de comutação, um diodo e um resistor são colocados como indica a Fig. 1.5b.

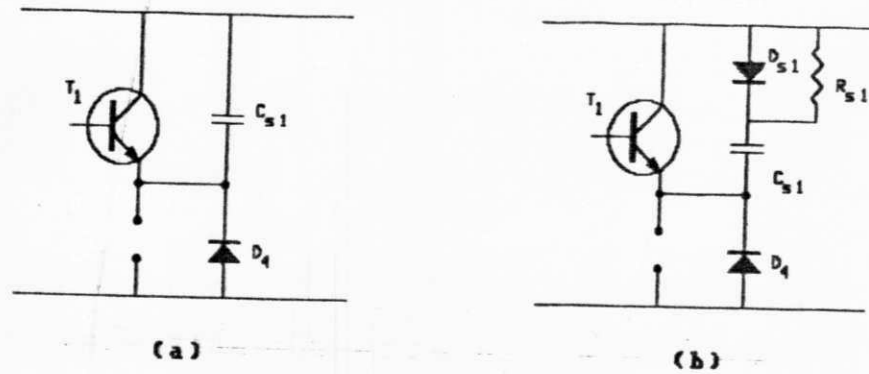


Fig. 1.5 Limitação do  $dV/dt$  pela introdução de um capacitor.

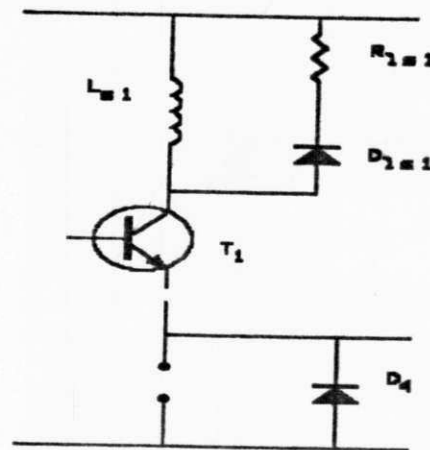


Fig. 1.6 Limitação do  $dI/dt$  com a introdução do indutor.

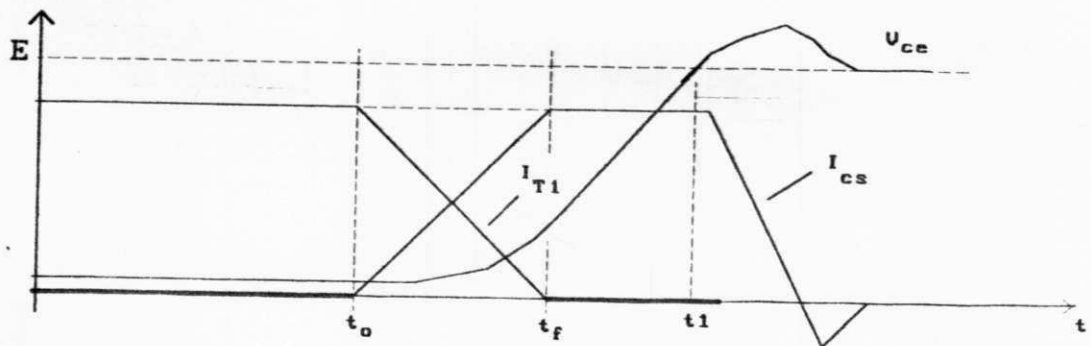


Fig. 1.7 Formas de onda de tensão e corrente do transistor e capacitor.

Para evitar a elevada dissipação de potência do transistor no disparo (Fig. 1.4), decorrente da aplicação da tensão do barramento E durante todo o período de comutação, é introduzido um indutor em série (Fig. 1.6) que assegure um baixo nível de corrente enquanto a tensão sobre os terminais do dispositivo estiver em um nível elevado (Fig. 1.8). O diodo  $D_{LS}$  e o resistor  $R_{LS}$  em paralelo com o indutor (Fig. 1.6) fornecem um caminho de dissipação da energia armazenada no indutor quando o transistor é levado ao bloqueio.

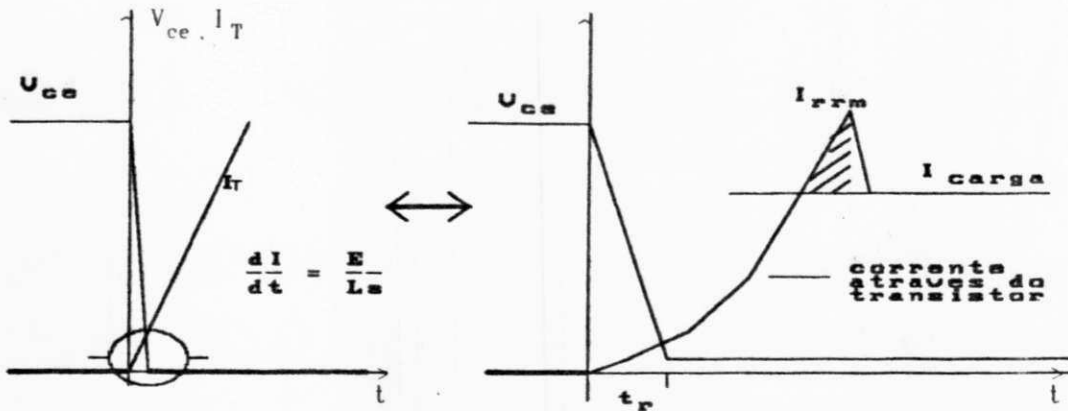


Fig. 1.8 Formas de onda de tensão e corrente salientando a redução na taxa de variação  $di/dt$ .

O circuito formado pelo capacitor, pelo indutor e seus circuito de dissipação dá origem a um circuito completo de auxílio à comutação (CAC). A aplicação do CAC a um dos braços do inversor da Fig. 1.1, permite a obtenção do braço indicado na Fig. 1.9.

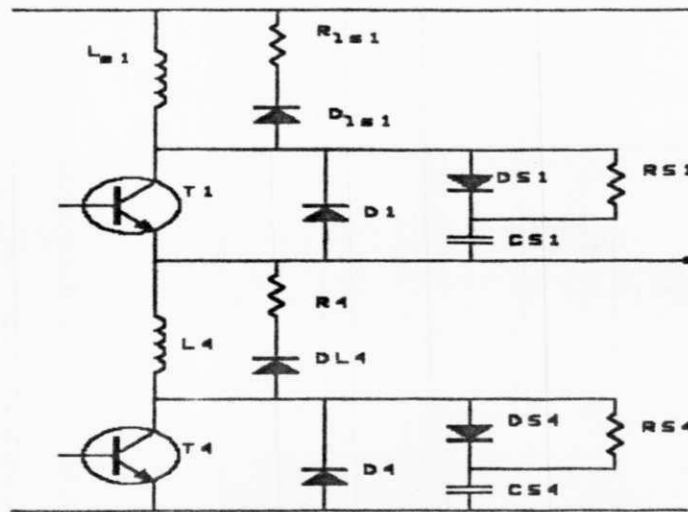


Fig. 1.9 Braço do inversor com CAC.

O comportamento típico da temperatura do envólucro do transistor em função da frequência de chaveamento, com e sem o circuito de auxílio a comutação (CAC) é mostrado na Fig.1.10.

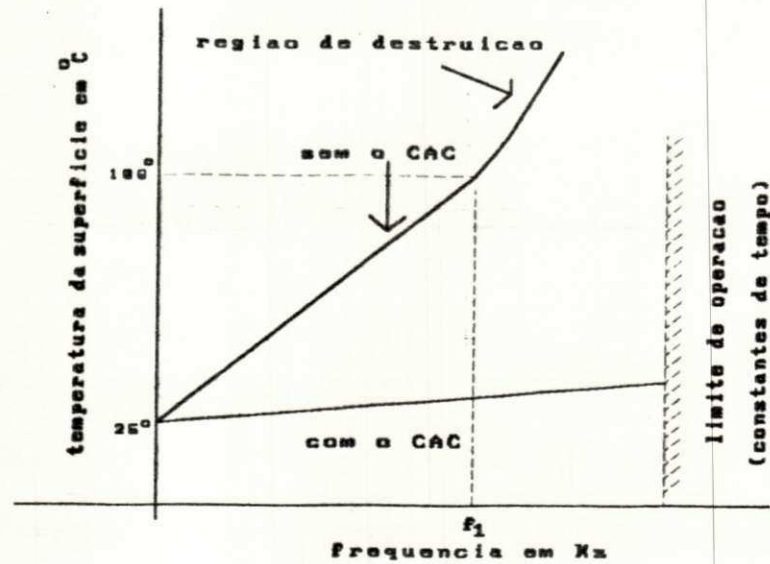


Fig. 1.10 Gráfico temperatura x frequência com indicação da influência do CAC.

O CAC fornece bons resultados quanto a redução de dissipação de potência nos transistores. Entretanto, pode colocar em risco a confiabilidade do sistema, caso seus componentes não sejam bem dimensionados. Considere-se, por exemplo, que o diodo D1 (Fig.1.9) esteja em condução e o transistor T4 seja disparado. Neste caso, o fluxo de corrente através de T4, durante um dado intervalo de tempo, será formado pela corrente de carga, pela corrente de descarga do capacitor  $C_{S4}$ , pela corrente inversa do diodo  $I_{D1}$  e a corrente de carga do capacitor  $C_{S1}$ . Desta forma o transistor será submetido a um considerável pico de corrente que deverá ser limitado ao máximo valor permitido [RAJASHEKARA *et alli*, 1986].

### 1.5 Circuito de Excitação da Base do Transistor

Com uma forma de onda apropriada do sinal de base do transistor, tanto no instante de disparo quanto no bloqueio, é possível minimizar a dissipação de potência, além de proteger o transistor de uma sobrecorrente devido ao fluxo de corrente inversa do transistor complementar [RISCHMÜLLER, 1981].



### 1.5.1 A forma de onda ótima da corrente de base

Dos parágrafos anteriores verifica-se que as taxas de crescimento e de queda da corrente e da tensão de coletor, provocam considerável dissipação de energia durante o disparo, quando o circuito opera sem CAC. A velocidade de subida da corrente de coletor ( $I_C$ ) para o transistor em regime de chaveamento, depende basicamente do:

- ganho em corrente do transistor.
- valor da corrente de base imposta.
- taxa de crescimento da corrente de base ( $dI_B/dt$ ).

A forma de onda da corrente de base no início da condução deve ser do tipo degrau com amplitude conveniente para levar o transistor à saturação. Esta rápida variação da corrente de base produz uma elevada taxa de crescimento da corrente de coletor e em consequência uma rápida queda de tensão [RISCHMÜLLER, 1981]. Do ponto de vista prático, a capacitância da junção base-coletor força a corrente de base a ter um crescimento do tipo exponencial provocando um maior tempo de subida da corrente de coletor ( $t_{cc}$ ) (Fig.1.11) e conseqüentemente, um aumento da energia a ser dissipada. Uma maneira de acelerar a resposta do transistor é introduzir um pico de corrente no início da forma de onda da corrente de base (Fig. 1.11b), cujo efeito será a redução da energia dissipada, embora o pico de corrente de coletor seja mais elevado.

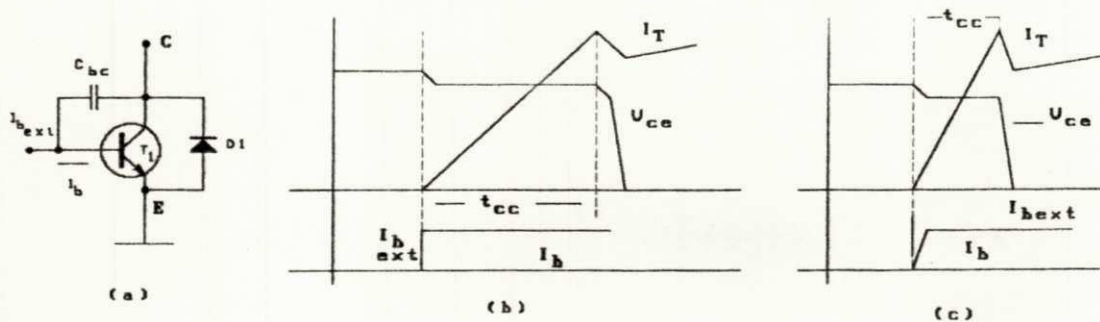


Fig. 1.11 A influência da capacitância parasita  $C_{bc}$  na resposta de corrente de coletor.

Uma das principais limitações na operação em alta frequência é o tempo de armazenamento ( $t_s$ ) do transistor. Este tempo de armazenamento representa um retardo de tempo

decorrido entre a retirada do sinal de base e a queda efetiva da corrente de coletor (Fig. 1.12), cujo efeito é estabelecer um limite para frequência de chaveamento [BONKOWSKI, 1986]. Por exemplo, se um transistor tem um tempo de subida e de queda de  $1\mu\text{s}$  com um tempo de armazenamento da ordem de  $8\mu\text{s}$ , então  $10\mu\text{s}$  será o menor pulso que pode ocorrer. Se consideramos uma onda quadrada, a máxima frequência de operação é limitada em 50 kHz.

No caso particular de um circuito usando dois transistores em um mesmo braço, o tempo de armazenamento torna-se um sério problema, pois os dois transistores podem conduzir simultaneamente provocando um momentâneo curto-circuito da fonte de alimentação, com a possibilidade de destruição de ambos os transistores.

A técnica mais usual para evitar este tipo de problema é a inclusão no sinal de comando do transistor de um retardo de tempo ( $t_d$ ) especificado basicamente pela soma de  $T_s + T_f + T_{ms}$  (margem de segurança) [BONKOWSKI, 1986].

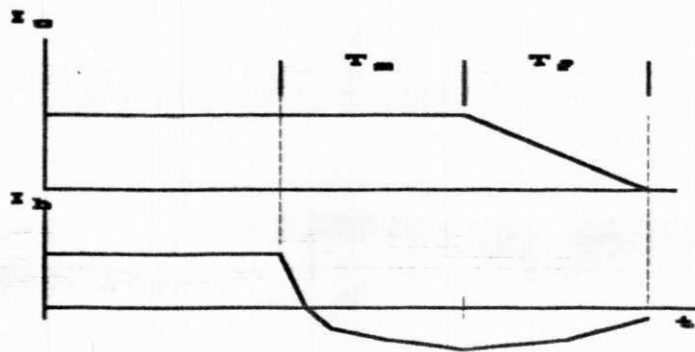


Fig. 1.12 Bloqueio do transistor.

O tempo  $T_{ms}$  se faz necessário em virtude dos efeitos da temperatura ( $T_s$  aumenta com a temperatura), variações da carga ( $T_s$  aumenta com a corrente de coletor) e variações dos parâmetros de transistores de um mesmo tipo. O excessivo atraso nos sinais de comando não é aconselhável, pois introduz harmônicos indesejáveis nos sinais de saída do sistema [MURAI *et alli*, 1987], [SEUNG-GI *et alli*, 1988].

O tempo de armazenamento pode ser reduzido se o transistor operar na região de quase-saturação [BONKOWSKI, 1986]. A região de quase-saturação é caracterizada quando a tensão  $V_{ce}$  acompanha a curva da junção  $V_{be}$  do transistor (Fig. 1.13), ou seja, a tensão  $V_{bc}$  é nula. De fato, se é considerado que o transistor é formado por dois diodos, a saturação ocorre quando os diodos estão polarizados diretamente. Se a tensão  $V_{ce}$  acompanha a tensão  $V_{be}$ , o diodo formado na junção b-c fica na iminência de uma polarização direta, pois  $V_{bc}$  é igual a zero volt, forçando o

transistor a se manter em quase saturação. Colocar o transistor operando em quase saturação é relativamente simples, tal como indicado no circuito da Fig 1.14 [BONKOWISKI, 1986]. Quando os diodos  $D_{as}$  e  $D_b$  estão conduzindo, a queda  $V_{bc}$  será nula. Na realidade o  $D_{as}$  atua como um controlador da corrente de base, desviando o excesso de corrente que levaria o transistor a saturação. Esta solução permite uma rápida e eficiente ação de bloqueio, com redução do tempo de armazenamento (menos portadores armazenados na região de base) e conseqüentemente, um aumento da freqüência de operação.

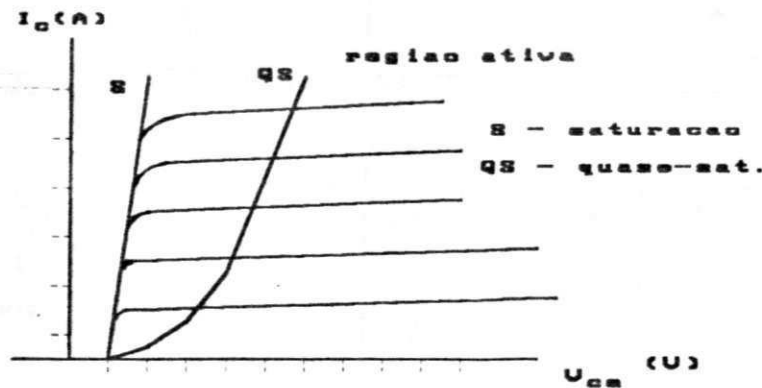


Fig. 1.13 Característica do transistor indicando a região de QS.

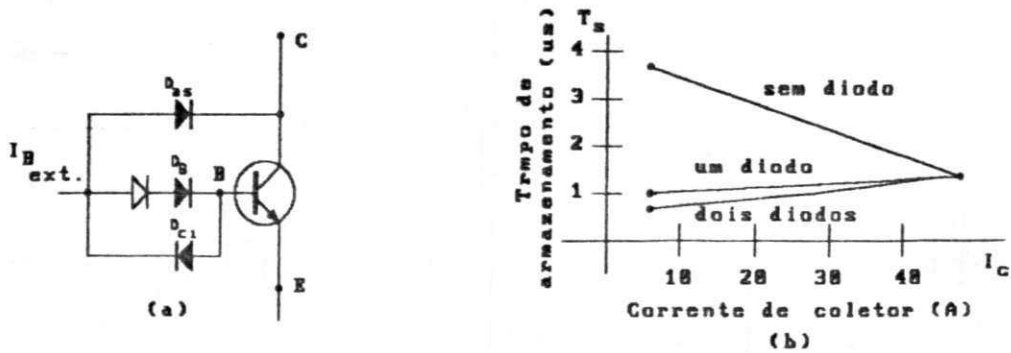


Fig. 1.14 (a) Circuito de quase-saturação. (b) Efeito do diodo no tempo de armazenamento.

### 1.5.2 Considerações para o projeto do circuito de quase-saturação

A escolha dos diodos do circuito de quase-saturação (ver Fig. 1.14) pode ter como base as seguintes considerações:

Para analisar esta situação, considere-se que o diodo D1 da Fig. 1.17(a) esteja conduzindo a corrente de carga. Considere-se também que, durante o período de condução, a queda de tensão sobre o diodo é da ordem de 1,2V forçando a tensão do emissor a ser mais positiva que a tensão de coletor. Como a junção base-coletor necessita apenas de 0,6V para entrar em condução, se estabelece um fluxo de corrente através do resistor de base  $R_{be}$  e da junção base-coletor. Se o transistor T4 for disparado, ocorre uma sobre-corrente através de T1 e T4.

Existem basicamente quatro métodos para proteger os transistores desse surto de corrente. Um deles é o disparo lento do transistor, que fatalmente aumenta as perdas de disparo, sendo usado apenas em aplicações de baixa frequência e tensão. Um outro método consiste na introdução de um diodo em série com o transistor, diodo este que pode ser colocado tanto no emissor quanto no coletor. Este método eleva o custo do sistema e tem ainda a desvantagem de uma perda suplementar de energia. O terceiro mecanismo de proteção é conseguido através do CAC. Finalmente, o método mais eficiente é a manutenção de uma tensão negativa na junção base-emissor do transistor durante todo o período de condução do diodo de roda livre. Esta tensão negativa mantém tanto a junção base-emissor como a junção base-coletor polarizadas inversamente (Fig. 1.17b), portanto, nenhuma sobre-corrente será originada devido a condução do transistor no sentido inverso.

### 1.5.4 Circuito Típico de Comando da Base

Resumindo a discussão anterior, quatro regras básicas devem ser satisfeitas, para que o circuito de comando mantenha os transistores do inversor numa operação confiável:

- O fornecimento de um pico de corrente de base no início da condução.
- Adaptação da corrente de base a corrente de carga para manter o transistor em quase saturação.
- Possibilitar a circulação de uma corrente inversa no circuito de base com limitação do  $di_b/dt < 0$  no bloqueio.
- Manutenção de uma polarização negativa de base quando em bloqueio.

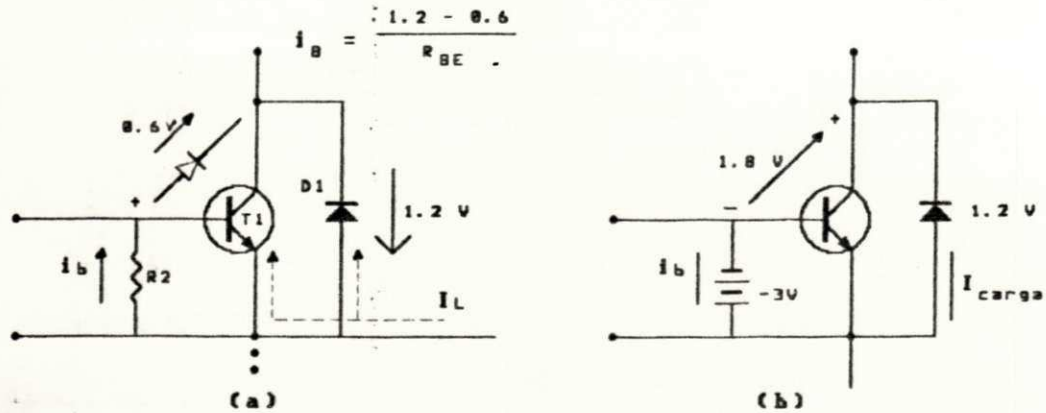


Fig. 1.17 Efeito da condução do diodo de roda livre.

Como a capacidade de sobrecorrente do transistor de potência é da ordem de grandeza da máxima corrente de sua característica estática, fica claro a necessidade de uma ação rápida de proteção contra uma possível sobrecorrente. Através do circuito de comando, é possível bloquear os transistores do inversor pelo controle da tensão de saturação.

A Fig. 1.18 mostra um circuito completo de acionamento da base de um transistor de potência, com auto-proteção e auto-regulação. Na entrada do circuito um pequeno transformador de pulso é usado para isolar o circuito de potência do circuito de controle. Os sinais de disparo e bloqueio variando entre 0,5-2 $\mu$ s são memorizados pelo flip-flop formado pelos transistores T<sub>1</sub> e T<sub>2</sub>. O transistor T<sub>2</sub> é mantido em quase-saturação pelos diodos D<sub>1</sub> e D<sub>2</sub>. O transistor T<sub>1</sub> opera como uma fonte de corrente. O transistor T<sub>3</sub> fornece a corrente de base. Quando T<sub>2</sub> é bloqueado a base de T<sub>3</sub> é polarizada negativamente através de R<sub>10</sub>. T<sub>4</sub> fornece uma corrente de base negativa para o transistor de potência. A taxa de crescimento de corrente negativa de base é limitada por meio de L<sub>b</sub>.

O diodo D<sub>as</sub> forma o circuito de auto adaptação das correntes de base e de coletor para manter o transistor de potência em quase-saturação.

Por meio de D<sub>7</sub>, R<sub>9</sub> e D<sub>6</sub> o circuito é auto-protegido bloqueando o transistor automaticamente quando o transistor sai da região de quase-saturação, pré-especificado por R<sub>9</sub> e R<sub>7</sub>.

### 1.6.1 Simulação de um braço do inversor usado no projeto

Para investigar o comportamento do inversor alimentando uma carga indutiva, foi usado o programa SACS0 [FOCH *et alli*, 1976] simulando a alimentação de uma carga RL (um resistor e um indutor em série) através de um braço do inversor a partir de uma fonte de 300V (Fig. 1.20). Neste esquema um transistor do braço do inversor é composto de um diodo e um transistor do modelo contido no SACS0 para estes dispositivos. A razão dessa precaução é a de evitar que haja circulação de corrente reversa através do transistor.

As principais formas de onda do braço do inversor são apresentadas nas figuras 1.21 e 1.22. Os atrasos de tensão e corrente devido respectivamente ao capacitor e ao indutor são verificados nas Figs. 1.23 à 1.26.

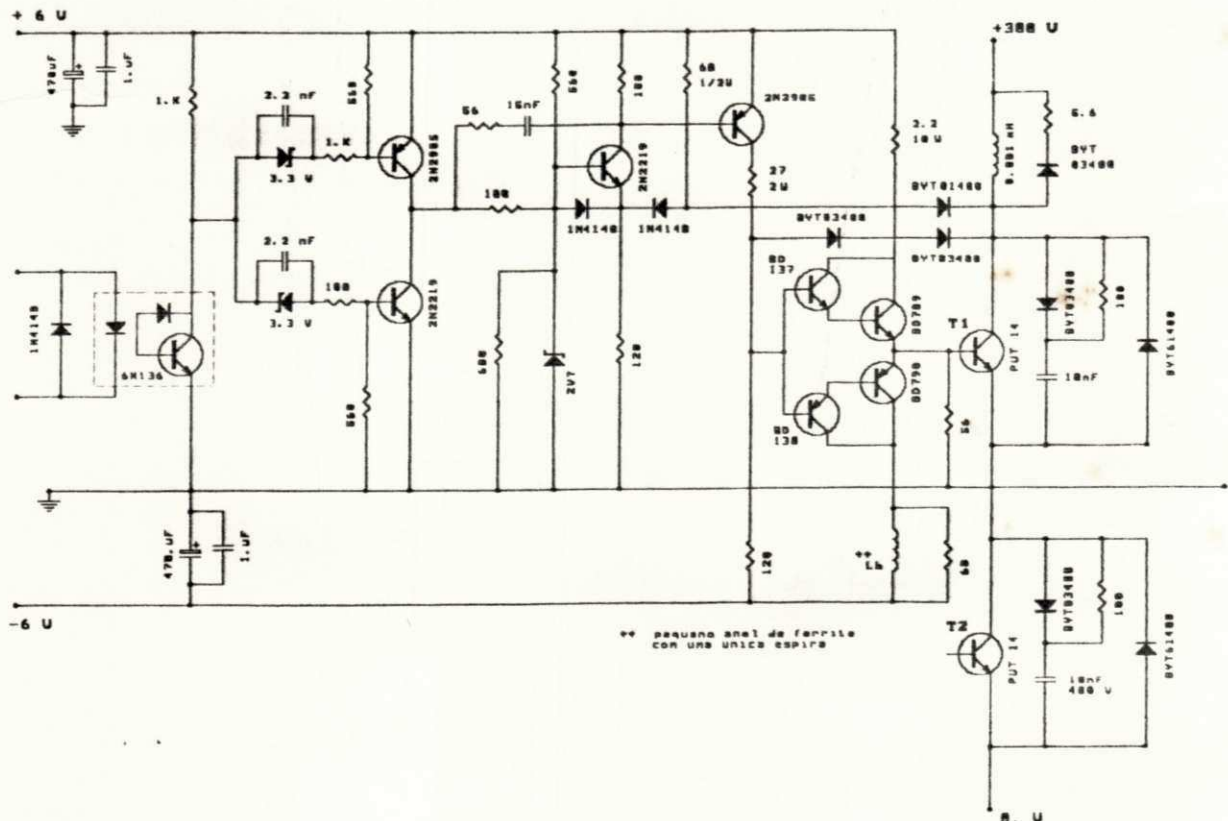


Fig. 1.19 Braço do inversor com CAC e circuito de comando de base usado no projeto.

Inicialmente, são apresentadas as formas de onda do circuito de auxílio à comutação na transição do estado de condução ao estado de bloqueio do transistor  $T_1$  (Fig 1.23). Nesta situação, a tensão sobre  $C_1$  é aproximadamente nula, e o capacitor  $C_2$  está plenamente carregado com uma tensão sobre os terminais de aproximadamente 300V. Com o bloqueio de  $T_1$ , a corrente de carga é desviada através de  $D_3$  e  $C_1$  e ao mesmo tempo o capacitor  $C_2$  começa a descarregar. Quando  $V_{C1}$  supera os 300 V do barramento, o diodo  $D_2$  começa a conduzir e o diodo  $D_5$ , polarizado diretamente, fornece um caminho para a dissipação de energia do indutor  $L_2$ , que por sua vez produz uma sobretensão em  $C_1$ .

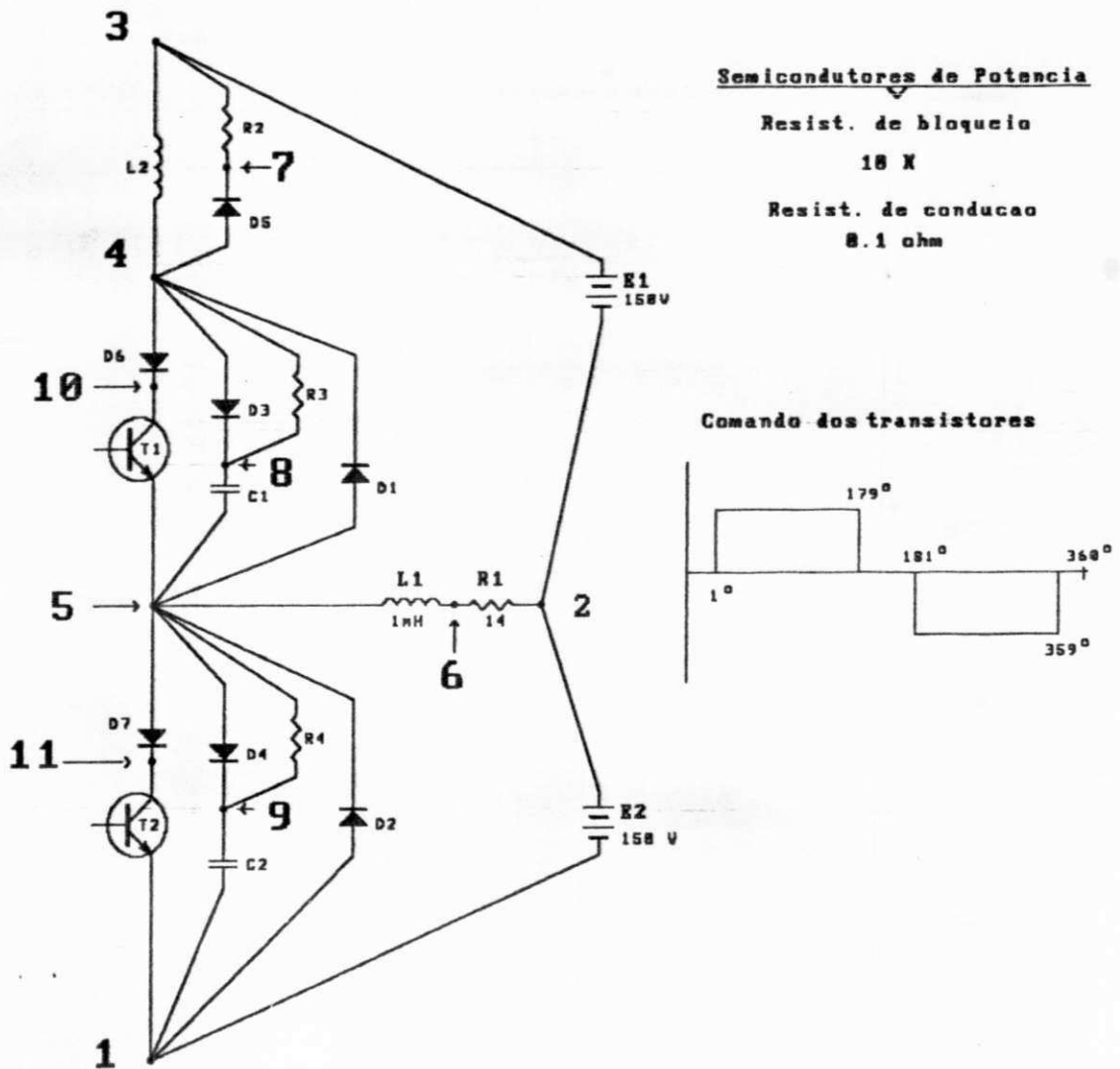


Fig 1.20 Braço do inversor com o CAC usado na simulação.

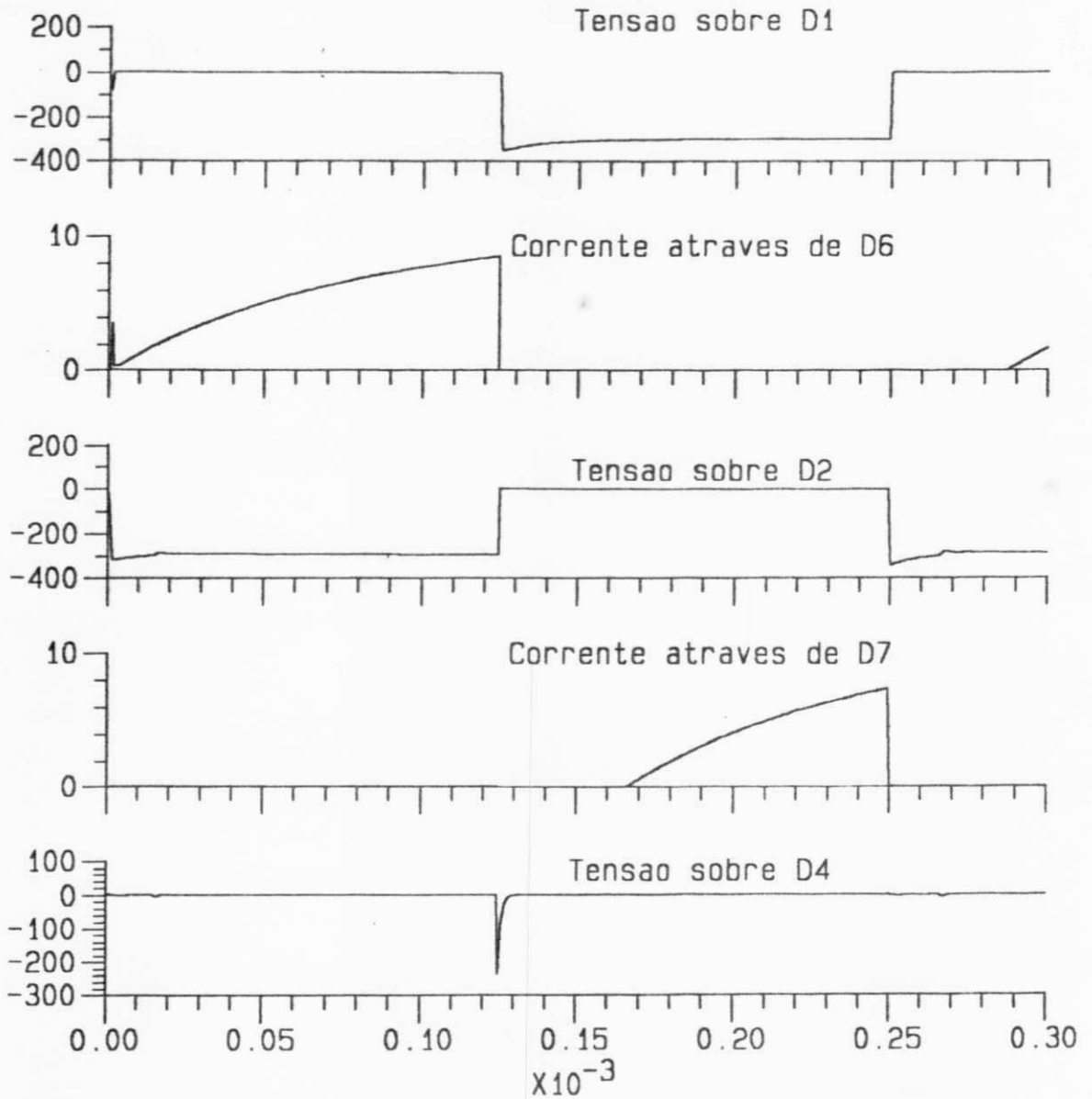


Fig. 1.21 Formas de onda do inversor com o CAC.



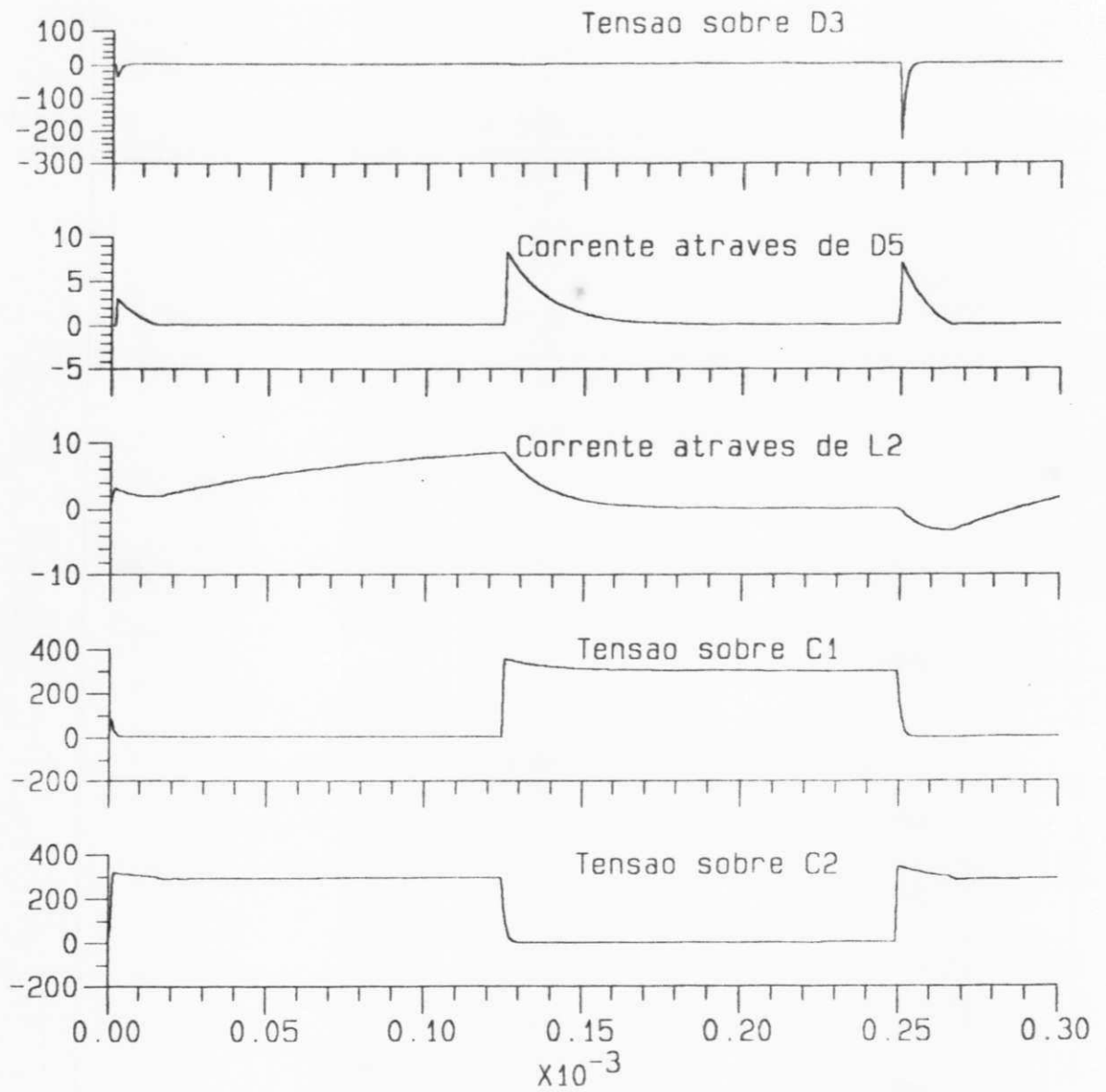


Fig. 1.22 Formas de onda do inversor com CAC.

Outra situação de comutação, ocorre quando  $T_2$  está conduzindo a corrente de carga e em um dado instante  $T_2$  é levado ao bloqueio (Fig. 1.24). Nesse instante, a corrente é desviada através de  $D_4$  e  $C_2$  e o capacitor  $C_1$  inicia o processo de descarga através de  $R_3$ ,  $D_5$  e  $R_2$ . Quando a tensão sobre  $C_2$  ultrapassa 300V, o diodo  $D_1$  entra em condução assumindo rapidamente a corrente de carga. A queda de tensão sobre o resistor  $R_2$ , eleva a tensão sobre os terminais do capacitor  $C_2$ . Em seguida, a corrente através de  $D_1$  será distribuída entre  $L_2$  e  $D_5$ , como mostra a figura.

Em ambos os casos podemos observar que a taxa de variação da tensão sobre os transistores é limitada, garantindo um bloqueio eficiente de cada transistor

Devido à assimetria do circuito, é importante observar o comportamento da corrente através de um dos transistores em uma condição de chaveamento mais severa. Uma situação deste tipo pode ocorrer quando o diodo  $D_1$  estiver conduzindo a corrente de carga e o transistor  $T_2$  for disparado. Neste caso, a idéia é verificar se o indutor limita a taxa de crescimento da corrente através deste transistor. Este caso foi simulado com o SACS0 tendo as variáveis de estado as seguintes condições iniciais e um comando de base dos transistores como mostra a Fig. 1.25a.

$V_{C1}$	$V_{C2}$	$I_{L1}$	$I_{L2}$
0 V	300 V	-10 A	-10 A

Na Fig. 1.25b são mostradas as formas de onda de tensão e corrente do transistor  $T_2$  nas condições anteriores. Pode ser observado que a taxa de crescimento da corrente em  $T_2$  é limitada minimizando, desta forma, a potência dissipada durante a comutação.

Na figura 1.26 são mostradas as formas de onda dos elementos do CAC durante a comutação de bloqueio. Note-se que o pico de corrente através do transistor  $T_2$  se deve basicamente a corrente de carga do capacitor  $C_1$ , pois na simulação os diodos não contém cargas armazenadas.

T1 - Condução ao bloqueio	Fator de escala
1- Tensão sobre D2	-10.
2- Tensão sobre D4	10.
3- Tensão sobre D3	0.2
4- Corrente através de D5	10.
5- Tensão sobre C2	10.
6- Tensão sobre C1	10.

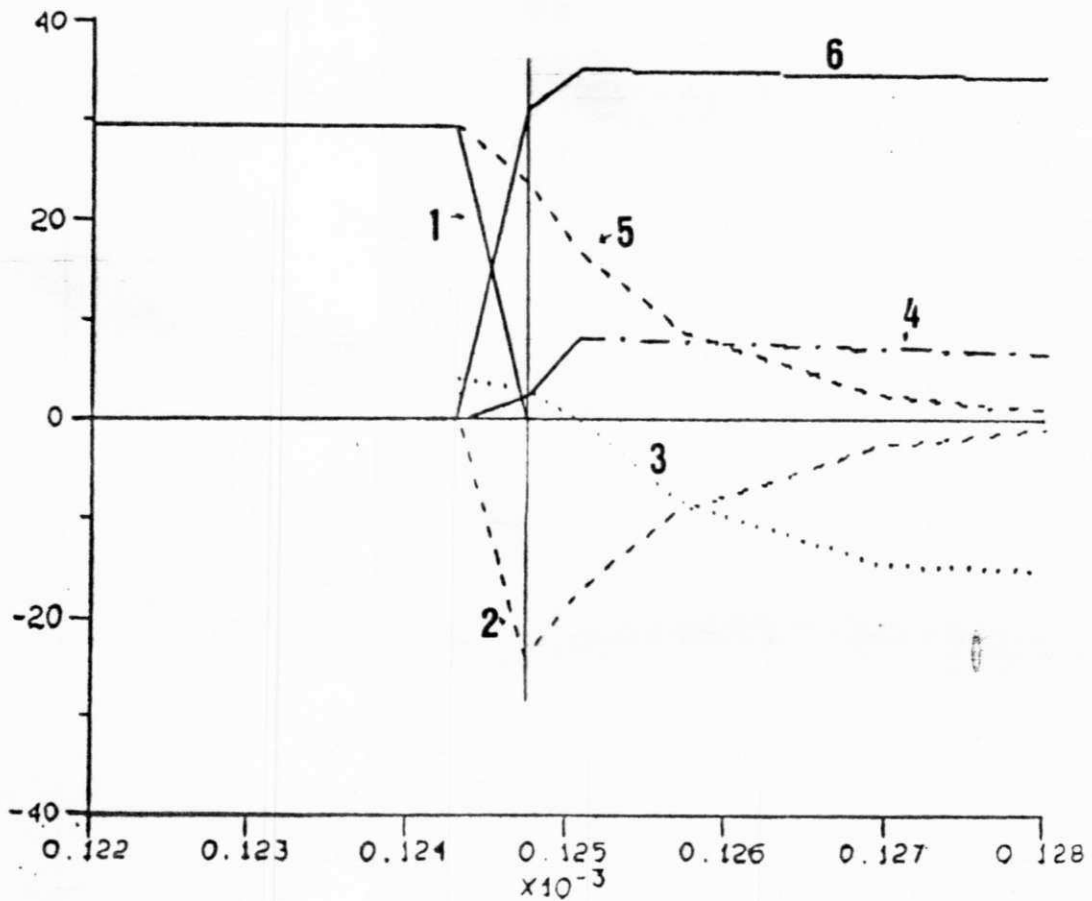


Fig. 1.23 Formas de onda durante a comutação de T1(Condução ao bloqueio)

T2 - Condução ao bloqueio	Fator de escala
1- Tensão sobre C2	10.
2- Tensão sobre D1	-10.
3- Tensão sobre C1	10.
4- Tensão sobre D3	0.2
5- Corrente através de D5	1.
6- Corrente através de L2	1.

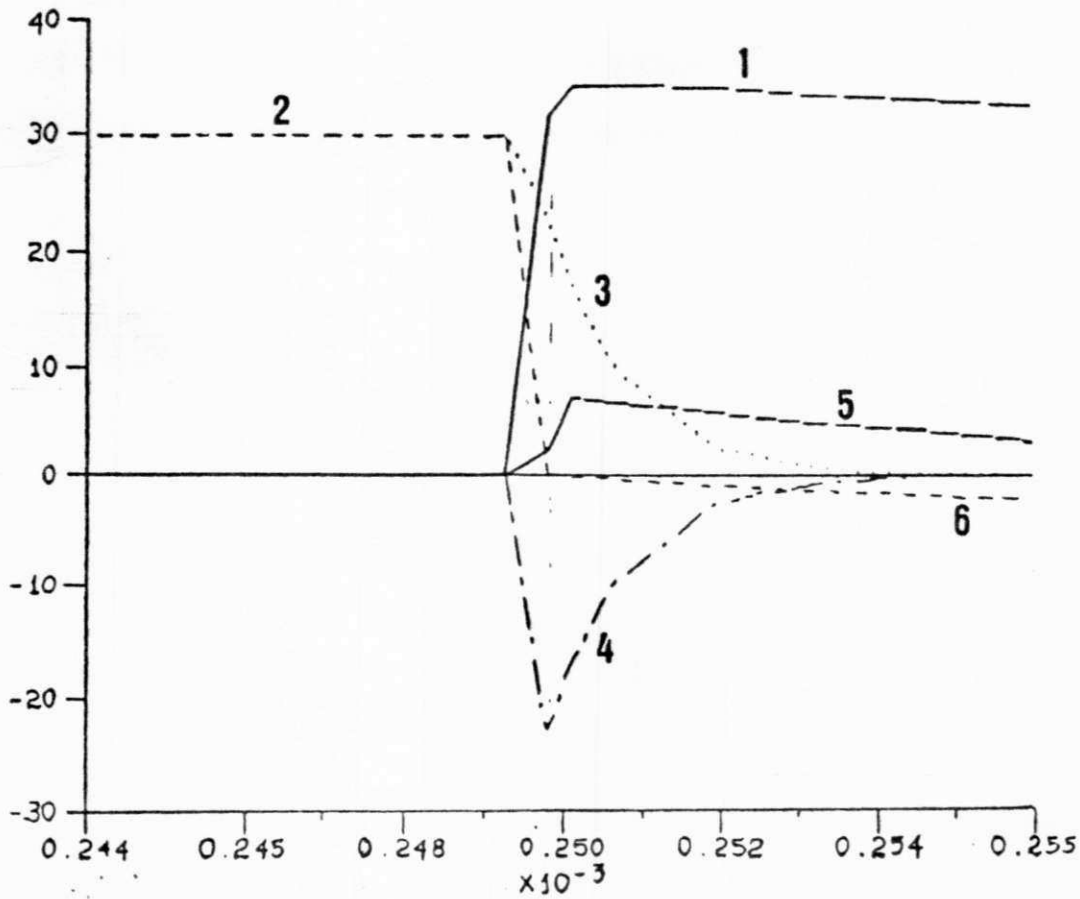


Fig. 1.24 Formas de onda durante a comutação de T2(Condução ao bloqueio)

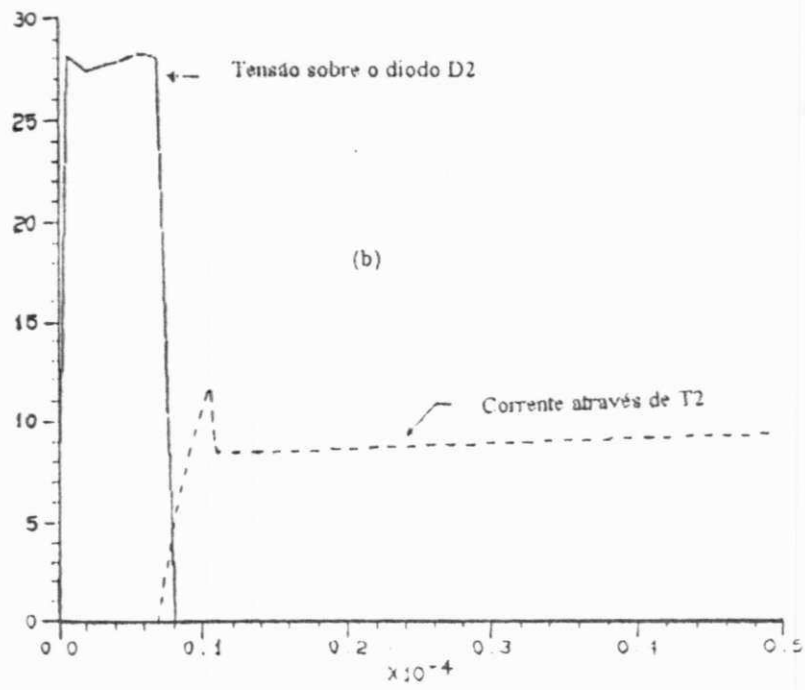
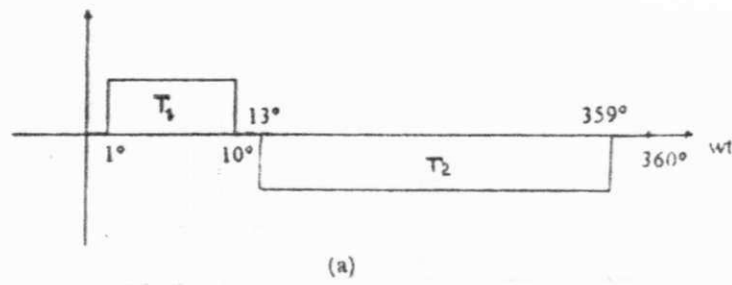


Fig. 1.25 (a) Forma de onda de comando de base. (b) Formas de onda de tensão e corrente para o transistor T<sub>2</sub>.

T2 - Condução ao Bloqueio	Fator de escala
1- Corrente através de D1	1.
2- Corrente através de L1	1.
3- Corrente através de L2	1.
4- Corrente através de T2	1.
5- Tensão sobre C1	30.
6- Tensão sobre C2	30.

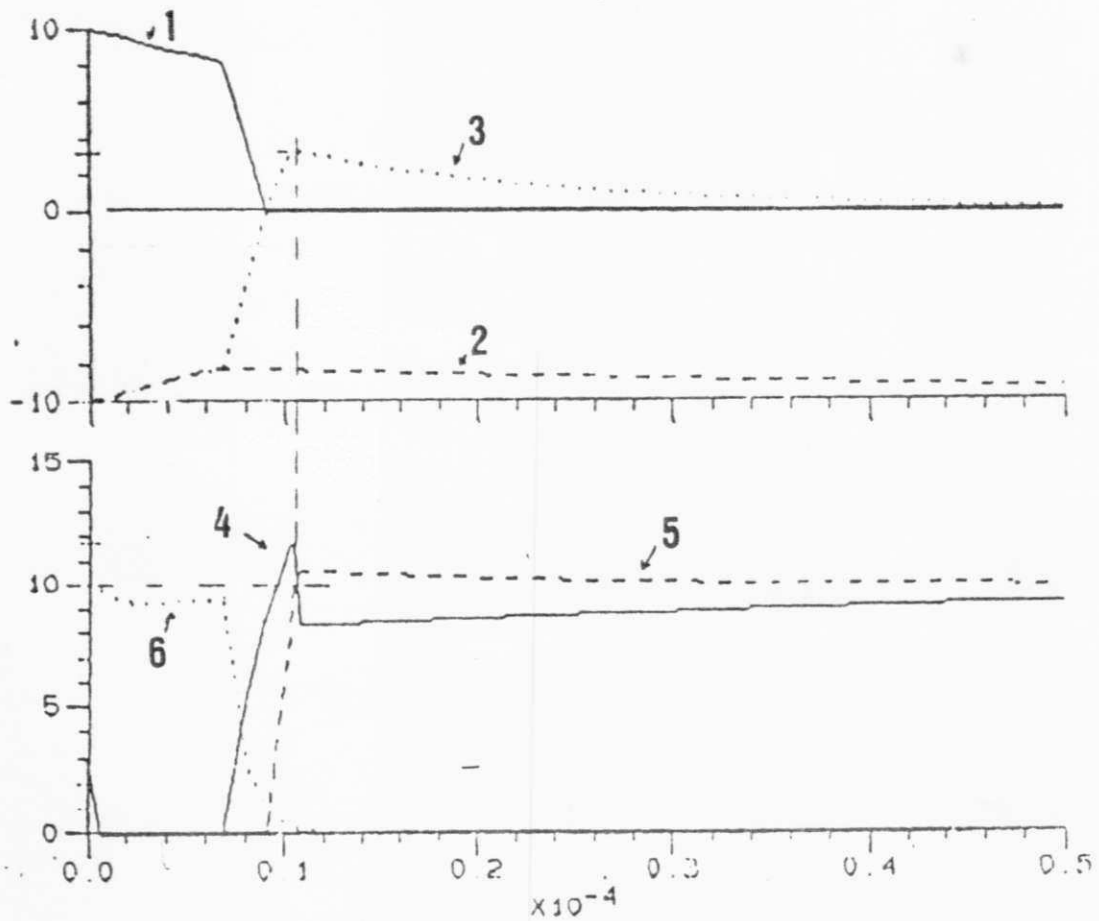


Fig. 1.26 Formas de onda durante a comutação de T2 (Condução ao bloqueio)

## 1.7 Conclusão

Neste capítulo foram discutidos os diferentes mecanismos de comutação do BJT em um inversor trifásico e as técnicas utilizadas para a redução da potência dissipada nos intervalos de comutação. Três pontos são importantes para uma implementação adequada do inversor a transistores, a saber:

1- Os circuitos de auxílio a comutação são capazes de reduzir as perdas de comutação nos transistores e possibilitam operações do inversor em frequências mais elevadas, sem colocar em risco a confiabilidade do sistema.

2- A operação do transistor na região de quase-saturação diminui o tempo de armazenamento, contribuindo também, para aumentar o limite de frequência de operação e reduzir o tempo morto introduzido nos sinais de comando da base. O circuito adicional para manter o transistor em quase saturação é relativamente simples e com componentes de baixo custo e alta confiabilidade.

3- Circuitos apropriados de comando de base, podem reduzir a potência dissipada no transistor e conseqüentemente possibilitar uma maior frequência de operação do inversor.

O circuito de comando de base projetado assegura uma operação confiável dos transistores de cada braço do inversor. Isto ocorre devido à aplicação de uma tensão negativa no instante de comutação de bloqueio e durante o período em que o dispositivo permanece bloqueado.

Normalmente um braço do inversor possui dois CACs, utilizando, portanto, dois indutores de CAC. O circuito escolhido para implementação, neste trabalho, possui apenas um indutor para os dois CACs em cada braço. Esse indutor garante que ambos os transistores de um braço comutam com baixo nível de corrente, durante a comutação de condução, em decorrência do atraso na taxa de variação da corrente. Esse atraso é confirmado por simulação.

O inversor montado e testado em laboratório, segundo o projeto apresentado neste capítulo, servirá de suporte básico para o desenvolvimento do sistema de acionamento com a máquina assíncrona, objeto deste trabalho.

## CONTROLADORES DE CORRENTE EM ACIONAMENTOS COM MOTOR DE INDUÇÃO EM CAMPO ORIENTADO

### 2.1. Introdução

A possibilidade de aplicação de motores de indução em sistemas de acionamento com controle independente de fluxo e conjugado tem estimulado uma série de trabalhos utilizando a estratégia de controle em campo orientado. [JACOBINA *et alli* (1990); NABAE *et alli* (1986)]. A técnica de controle em campo orientado mais utilizada é a do tipo indireto, por eliminar a detecção direta do fluxo magnético da máquina, de difícil realização. Nesse esquema, a imposição das correntes estatóricas da máquina é, na maioria dos casos, realizada por meio de controladores de corrente, composto do controle propriamente dito e de um inversor fonte de tensão cuja corrente de saída é regulada.

O projeto dos controladores de corrente exige o conhecimento do modelo da máquina. O modelo da máquina assíncrona, para as correntes estatóricas pode ser caracterizado como composto de um sistema de primeira ordem em série com uma fcm (aqui chamado de modelo 1<sup>a</sup> ordem/fcm), considerada como uma perturbação a ser compensada [JACOBINA *et alli*, 1990]. Um outro modelo possível apresentado neste trabalho é o modelo corrente-tensão, de segunda ordem [JACOBINA *et alli*, 1992].

Existem diversas alternativas para implementação dos controladores de corrente. Entretanto, é possível classificá-los em dois grandes grupos: controladores com histerese e controladores lineares.

Os controladores com histerese se dividem em: i) histerese e controle independente para cada fase [BRÖD *et alli*, 1985] e ii) histerese vetorial [PFAFF *et alli* (1984); NABAE *et alli* (1986)].



No controlador com histerese independente, o sinal de saída do regulador de corrente é utilizado para comandar os braços do inversor e impor as correntes estatísticas na máquina, as características do controlador sendo facilmente observadas, no caso de dispositivos ideais, com o auxílio, por exemplo, do diagrama de chaveamento de [BROD *et alli*, 1985]. Entretanto, estudos [JACOBINA *et alli*, 1990] mostram que o comportamento das correntes do motor de indução com controlador de corrente é afetado pelo retardo de tempo que tem que ser introduzido nos sinais de comando de cada braço, a fim de evitar um curto-circuito no mesmo (ver Capítulo I).

Embora o controle com histerese independente seja o mais popular, o controle com histerese vetorial assegura um melhor desempenho do sistema [NABAE *et alli*, 1986]. A histerese vetorial foi inicialmente utilizada por [PFAFF *et alli*, 1984] e [NABAE *et alli*, 1986] no controle de uma máquina síncrona a ímã permanente. Nesses trabalhos, é utilizada uma máquina assíncrona, cujo modelo é caracterizado como sendo composto de um sistema de primeira ordem em série com uma fcm constante. Um dos problemas, na utilização deste modelo, consiste na detecção da posição da fcm. Nabae, resolveu esse problema utilizando a taxa de variação da corrente e a equação dinâmica da máquina.

Por outro lado, nos últimos anos tem aumentado muito a utilização de microcomputadores para implementação dos controladores de corrente [PIETRZAK *et alli*, 1992; XINGYI XU *et alli*, 1991; YING-YU *et alli* 1990]. Como consequência, alguns trabalhos introduziram a utilização de controladores lineares discretos utilizando uma fonte de tensão PWM com operação segundo a técnica de modulação vetorial [JACOBINA *et alli*, 1992]. A principal característica dessa técnica é o fato de o inversor operar a frequência constante, as variáveis mensuráveis do processo sendo amostradas com um período de tempo fixo. Foram considerados neste trabalho os controladores discretos PI e preditivo.

Este capítulo discute, inicialmente, os controladores com histerese independente, introduzindo, numa versão modificada do diagrama de chaveamento de BROD, o novo conceito de linhas virtuais, que permite salientar os efeitos de retardo de tempo no comando dos interruptores do inversor fonte de tensão. É aplicado o conceito de histerese vetorial ao motor de indução utilizando, primeiramente, a técnica de Nabae para determinação da fcm e, em seguida, um novo método que permite a detecção do vetor fcm a partir de expressões próprias ao campo orientado.

Finalmente, a fim de poder estabelecer uma comparação entre os diferentes tipos de controladores, aplica-se o modelo de primeira ordem, da máquina, na definição dos controladores discretos do tipo PI e preditivo e o modelo corrente-tensão na determinação do controlador preditivo.

## 2.2 Modelo do motor e controle em campo orientado

### 2.2.1 Modelo da máquina assíncrona.

A máquina assíncrona, suposta simétrica trifásica, com distribuição senoidal de fluxo, sem saturação e enrolamentos em estrela não conectados, pode ser representada por uma máquina de indução bifásica d,q, equivalente, segundo um par de eixos d,q arbitrário (Fig. 2.1). As variáveis bifásicas d,q podem ser ainda representadas por seus vetores resultantes, relativos ao referencial estacionário (estator). As equações vetoriais características da máquina assíncrona segundo um referencial d,q qualquer, indicado pela expoente g, se escrevem [JACOBINA *et alli*, 1984]:

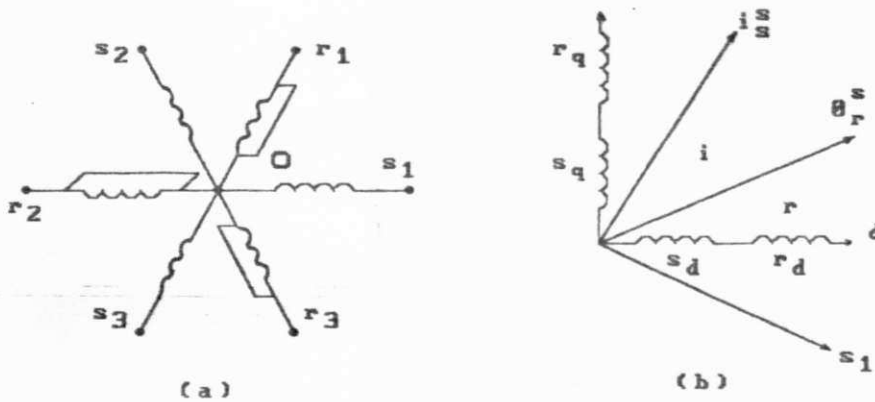


Fig. 2.1 Representação do motor de indução.

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (2.1a)$$

$$0 = r_r i_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_m) \phi_r^g \quad (2.1b)$$

$$\phi_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (2.1c)$$

$$\phi_r^g = l_m i_s^g + l_r i_r^g \quad (2.1d)$$

As equações que descrevem o comportamento mecânico são dadas por:

$$P(c_e - c_m) = J dw_m/dt + K_f w_m \quad (2.2a)$$

$$c_e = P l_m \text{Im}(i g_s (i g_r)^*) \quad (2.2b)$$

$$d\theta / dt = w_m \quad (2.2c)$$

Onde as variáveis,  $v_s^g = v_{sd}^g + j v_{sq}^g$ ,  $i_s^g = i_{sd}^g + j i_{sq}^g$ ,  $\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j \phi_{sq}^g$ , são os vetores tensão, corrente e fluxo do estator (os vetores do rotor são obtidos trocando os índices s por r);  $w_m$ ,  $w_g$ ,  $\theta$  representam: a velocidade angular da máquina, a velocidade angular dos eixos d,q e ângulo de posição rotórica;  $c_e$ ,  $c_m$ , conjugados eletromagnético e mecânico. Os parâmetros são:  $l_s$ ,  $l_r$ ,  $l_m$ , indutâncias próprias e mútuas do estator e rotor;  $r_s$ ,  $r_r$  resistências do estator e do rotor;  $J$ ,  $K_f$ ,  $P$ , momento de inércia, coeficiente de atrito e número de pares de polos. Com "Im" indicando a parte imaginária e "\*" o complexo conjugado.

### 2.2.2 A estratégia de campo orientado

A estratégia de campo orientado para uma máquina assíncrona é obtida da equação dinâmica do fluxo rotórico em função da corrente estatórica segundo o referencial de campo rotórico. Assim, das equações 2.1b e 2.1d e com  $T_r$  igual a constante de tempo rotórica, tem-se:

$$(l_m/T_r)i_s^g = (1/T_r)\phi_r^g + d\phi_r^g/dt + j(w_g - w_m)\phi_r^g \quad (2.3a)$$

Alinhando o eixo d segundo o vetor fluxo rotórico (referencial indicado pelo expoente r), onde  $w_g = w_r$  e os componentes do fluxo rotórico são  $\phi_{rd}^r = \phi_r$  e  $\phi_{rq}^r = 0$ , obtém-se em termos das componentes d,q:

$$(l_m/T_r)i_{sd}^r = (1/T_r)\phi_r + d\phi_r/dt \quad (2.3b)$$

$$0 = w_{rm}\phi_r - (l_m/T_r)i_{sq}^r \quad (2.3c)$$

$$c_e = P(l_m/l_r)\phi_r i_{sq}^r \quad (2.3d)$$

onde,  $i_{sq}^r = i_s \sin \delta_{ir}$  ( $\delta_{ir} = \delta_i - \delta_r$ ) é a corrente em quadratura com  $\phi_r^r$  e  $w_{rm} = w_r - w_m$  é o escorregamento.

O controle em campo orientado consiste em comandar o conjugado através da corrente de quadratura  $i_{sq}^r$  e manter o fluxo  $\phi_r$  constante, (fora da região de enfraquecimento de campo) através da corrente em fase  $i_{sd}^r$ . No controle de campo indireto a corrente  $i_{sd}^{r*}$  de referência é feita diretamente igual a  $\phi_r^*/l_m$  e a integração do escorregamento  $w_{rm}^* = l_m i_{sq}^{r*}/(\phi_r^* T_r)$ , obtido de 2.3c, mais a velocidade mecânica fornece o ângulo de posição do fluxo  $\delta_r^*$  (Fig. 2.2).

Na estratégia de campo orientado, pressupõe-se correntes estatóricas "impostas" segundo as referências  $i_{sd}^{s*}$ ,  $i_{sq}^{s*}$ , obtidas transformando-se  $i_{sd}^{r*}$  e  $i_{sq}^{r*}$  para o estator. Dessa forma, é essencial ter-se uma fonte de corrente estatórica com ótimo desempenho. Nos itens seguintes, são estudados os controladores de corrente para o controle do motor de indução em campo orientado.

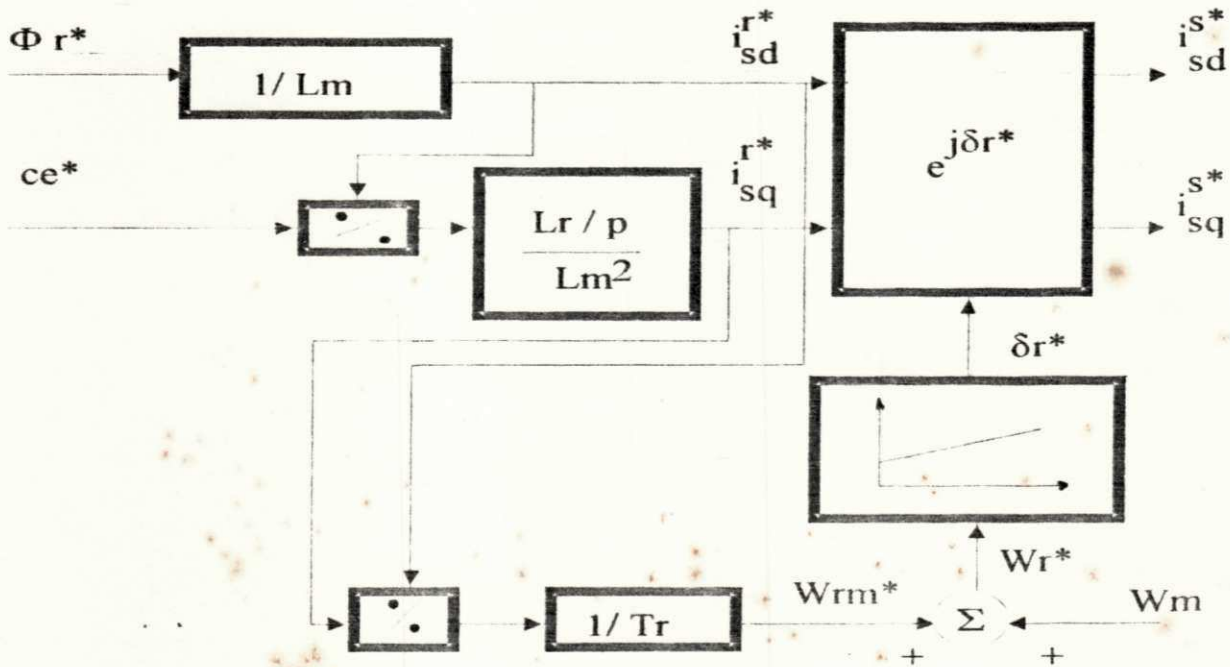


Fig. 2.2 Controlador indireto em campo orientado

### 2.3. Modelos para os controladores de corrente

O modelo dinâmico para as correntes estatóricas do motor de indução mais usado é obtido de um sistema de primeira ordem invariante (parâmetros constantes) mais uma fcm (considerada como perturbação a ser compensada). Entretanto, é possível considerar uma nova abordagem para a definição do controlador de corrente discreto baseado nas variáveis terminais da máquina (modelo de entrada-saída). Nesse modelo, a corrente é função da tensão estatórica e representa um sistema de segunda ordem variante com a velocidade do motor

#### 2.3.1 Modelo dinâmico de primeira ordem

Utilizando as eqs. 2.1a, 2.1c, 2.1d e 2.3a pode-se escrever a seguinte equação vetorial para a caracterização dinâmica da corrente estatórica:

$$v_{gs} = (r_s + r_r (l_m/l_r)^2) i_{gs} + \sigma l_s di_{gs}/dt + (j \omega_m - 1/T_r)(l_m/l_r)\phi_{gr} + j \omega_g \sigma l_s i_{gs} \quad (2.4a)$$

onde,

$$\sigma = 1 - l_m^2/(l_s l_r).$$

Essa equação vetorial indica duas possibilidades principais para a definição do controlador: no referencial estacionário ( $\omega_g = 0$ ), ou no referencial do fluxo rotórico ( $\omega_g = \omega_r$ ). A primeira solução não apresenta termo de acoplamento de corrente, termo em  $j$ , mas as variáveis são alternadas. A segunda apresenta acoplamento e as variáveis são contínuas. A equação dinâmica no referencial fluxo rotórico, em termos das componentes d,q, se escreve:

$$v_{sd}^r = (r_s + r_r (l_m/l_r)^2) i_{sd}^r + \sigma l_s di_{sd}^r/dt - \omega_r \sigma l_s i_{sq}^r + e_{sd}^r \quad (2.4b)$$

$$v_{sq}^r = (r_s + r_r (l_m/l_r)^2) i_{sq}^r + \sigma l_s di_{sq}^r/dt + \omega_r \sigma l_s i_{sd}^r + e_{sq}^r \quad (2.4c)$$

$$e_{sd}^r = -(l_m/l_r)\phi_r/T_r; \quad e_{sq}^r = \omega_m (l_m/l_r)\phi_r$$

A equação dinâmica no referencial estacionário ou estatórico, indicado pelo expoente s, é obtida diretamente da eq. 2.4a com  $\omega_g = 0$ . Isto é:

$$v_{sd}^s = (r_s + r_r (l_m/l_r)^2) i_{sd}^s + \sigma l_s di_{sd}^s/dt + e_{sd}^s \quad (2.4d)$$

$$v_{sq}^s = (r_s + r_r(l_m/l_r)^2) i_{sq}^s + \sigma l_s di_{sq}^s/dt + e_{sq}^s \quad (2.4e)$$

$$e_{sd}^s = -(l_m/l_r)\phi_{rd}^s/T_r - w_m(l_m/l_r)\phi_{rq}^s$$

$$e_{sq}^s = -(l_m/l_r)\phi_{rq}^s/T_r + w_m(l_m/l_r)\phi_{rd}^s$$

Por intermédio das eqs. 2.1a, 2.1c, 2.1d e 2.3a, também, pode-se escrever a seguinte equação vetorial para a caracterização dinâmica da corrente estática:

$$v_{gs} = r_s i_{gs} + \sigma l_s di_{gs}/dt + j w_g \sigma l_s i_{gs} + (l_m/l_r) d\phi_{gr}/dt + j w_g (l_m/l_r)\phi_{gr} \quad (2.4f)$$

Da equação 2.4f é possível estabelecer equações mais simples com  $w_g = 0$ , considerando-se que a derivada da amplitude do fluxo rotórico  $d\phi_r/dt = 0$ . Isto é, desprezando-se, em regime permanente, a derivada do "ripple" do fluxo rotórico introduzido pelo inversor de tensão PWM. Levando-se em conta estas considerações, o fluxo visto do referencial estático é representado por  $\phi_r^s = \phi_r e^{j\delta_r}$  e o modelo simplificado em termos das componentes d,q estáticas é dado pela equações 2.4g e 2.4h.

$$v_{sd}^s = r_s i_{sd}^s + \sigma l_s di_{sd}^s/dt + e_{sd}^s \quad (2.4g)$$

$$v_{sq}^s = r_s i_{sq}^s + \sigma l_s di_{sq}^s/dt + e_{sq}^s \quad (2.4h)$$

$$e_{sd}^s = -l_m w_r \sin\delta_r \phi_r/l_r; \quad e_{sq}^s = l_m w_m \cos\delta_r \phi_r/l_r$$

Cada uma das equações contínuas 2.4b,c, 2.4d,e e 2.4g,h pode ser escrita como um equação típica contínua de primeira ordem dada por:

$$di_s/dt = -(1/T_s) i_s + (v_s - e_s)/(\sigma l_s) \quad (2.5)$$

onde  $i_s$  e  $v_s$  são, respectivamente, a corrente e a tensão de eixo d ou q, e  $e_s$  é uma fcm (perturbação) a ser compensada. Em 2.4b,c o termo a ser compensado é composto da fcm  $e_r^s$  e termos de acoplamento em  $i_r^s$ . Em 2.4d,e e 2.4g,h este termo corresponde a fcm  $e_{sq}^s$ . A grandeza  $T_s$  é a constante de tempo da corrente,  $\sigma l_s/(r_s + r_r(l_m/l_r)^2)$ , nas eqs. 2.4b,c e 2.4d,e e  $\sigma l_s/r_s$  nas eqs. 2.4g,h.

Considerando que, durante o intervalo de amostragem, a tensão é mantida constante (segurador de primeira ordem) e a fcm  $e_s$  permanece constante, pode-se escrever, da equação contínua 2.5, a seguinte equação discreta padrão:

$$i_s(k) = a i_s(k-1) + b(v_s(k-1) - e_{is}(k-1)) \quad (2.6)$$

com,

$$a = \exp(-T_e/T_s); \quad b = (\exp(-T_e/T_s)-1)T_s/(\sigma l_s)$$

onde  $i_s(k-1)$ ,  $v_s(k-1)$  e  $e_{is}(k-1)$  são a corrente, tensão e perturbação no instante de amostragem  $k-1$ , respectivamente.

### 2.3.2 Modelo dinâmico corrente-tensão

Verificou-se, anteriormente, que o modelo elétrico vetorial do motor de indução, em termos das correntes estatóricas e fluxos rotóricos no estator, é fornecido pela equação:

$$v_g^s = (r_s + r_r (l_m/l_r)^2) i_g^s + \sigma l_s di_g^s/dt + (j w_m - 1/T_r)(l_m/l_r) \phi_g^r + j w_g \sigma l_s i_g^s \quad (2.4a)$$

$$(l_m/T_r) i_g^s = (1/T_r) \phi_g^r + d\phi_g^r/dt + j(w_g - w_m) \phi_g^r \quad (2.3a)$$

Estas equações, em termos das componentes d,q, podem ser escritas na forma de estado como:

$$dx/dt = A x + B u \quad (2.7)$$

onde,

$$A = \begin{pmatrix} (r_s + r_r(l_m/l_r)^2)/\sigma l_s & 0 & (1/T_r)(l_m/\sigma l_s l_r) & w_m(l_m/\sigma l_s l_r) \\ 0 & (r_s + r_r(l_m/l_r)^2)/\sigma l_s & -w_m(l_m/\sigma l_s l_r) & (1/T_r)(l_m/\sigma l_s l_r) \\ l_m/T_r & 0 & -1/T_r & -w_m \\ 0 & l_m/T_r & w_m & -1/T_r \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 1/\sigma l_s & 0 \\ 0 & 1/\sigma l_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad x = \begin{pmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \\ \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{pmatrix} \quad u = \begin{pmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{pmatrix}$$

Como as entradas são constantes durante o intervalo de amostragem e a velocidade angular da máquina  $w_m$  é considerada um parâmetro constante durante o intervalo entre  $k$  e  $k+1$ ,

pode-se escrever o modelo discreto equivalente ao modelo contínuo das equações 2.7 da seguinte forma:

$$x(k+1) = F x(k) + H u(k) \quad (2.8a)$$

ou ainda,

$$\begin{pmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \end{pmatrix} u(k) \quad (2.8b)$$

$$x_1(k) = \begin{pmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \end{pmatrix} \quad x_2(k) = \begin{pmatrix} \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{pmatrix} \quad u(k) = \begin{pmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{pmatrix}$$

onde,

$$F = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix} = e^{(A T_e)}$$

$$H = \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \end{pmatrix} = \left[ \int_0^{T_e} F(t) dt \right] \cdot B$$

$T_e$  = período de amostragem

As sub-matrizes  $F_{ij}$  e  $H_i$  possuem a mesma anti-simetria das sub-matrizes 2x2 de A e B do modelo contínuo 2.7. Isto é, são da forma:

$$M = \begin{pmatrix} a & b \\ -b & a \end{pmatrix}$$

Aplicando-se a transformada z às equações 2.8 e eliminando-se os fluxos rotóricos, obtém-se a função de transferência corrente-tensão em z.

$$I(z) = \frac{H_{k+1} z + H_k}{z^2 I - F_{k+1} z - F_k} U(z) \quad (2.8c)$$

onde I é uma matriz identidade de ordem 2.

A partir dessa função de transferência obtém-se a equação dinâmica discreta da corrente estatórica:

$$x_1(k+2) = F_{k+1} x_1(k+1) + F_k x_1(k) + H_{k+1} u(k+1) + H_k u(k) \quad (2.9)$$



com,

$$F_{k+1} = F_{11} + F_{12} F_{22} F_{12}^{-1} = F_{11} + F_{22} \quad (2.10a)$$

$$F_k = -F_{12} F_{22} F_{12}^{-1} F_{11} + F_{12} F_{21} = -F_{22} F_{11} + F_{12} F_{21} \quad (2.10b)$$

$$H_{k+1} = H_1 \quad (2.10c)$$

$$H_k = F_{12} H_2 - F_{12} F_{22} F_{12}^{-1} H_1 = F_{12} H_2 - F_{22} H_1 \quad (2.10d)$$

onde as simplificações decorrem do fato que as matrizes são do tipo M.

O sistema 2.9 pode ser explicitado melhor introduzindo os elementos das matrizes  $F_{k+1}$ ,  $F_k$ ,  $H_{k+1}$  e  $H_k$ :

$$\begin{pmatrix} i_{sd}^{s(k+2)} \\ i_{sq}^{s(k+2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_{ak1} & f_{bk1} \\ -f_{bk1} & f_{ak1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd}^{s(k+1)} \\ i_{sq}^{s(k+1)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} f_{ak} & f_{bk} \\ -f_{bk} & f_{ak} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd}^{s(k)} \\ i_{sq}^{s(k)} \end{pmatrix} + \\ \begin{pmatrix} h_{ak1} & h_{bk1} \\ -h_{bk1} & h_{ak1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd}^{s(k+1)} \\ v_{sq}^{s(k+1)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} h_{ak} & h_{bk} \\ -h_{bk} & h_{ak} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd}^{s(k)} \\ v_{sq}^{s(k)} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

Neste modelo, os parâmetros dependem da velocidade. Entretanto, é possível mostrar que, devido à discretização, os parâmetros dominantes variam pouco com a velocidade, o que permite utilizar parâmetros constantes para o controlador numa ampla faixa de velocidade.

Na sequência, são estudadas as alternativas de controladores consideradas nesse trabalho: os controladores com histerese (independente e histerese vetorial) e os controladores do tipo discretos.

## 2.4 Controladores com histerese

### 2.4.1 Controlador com histerese independente

As fontes de corrente com controle direto de corrente com histerese (também denominado "on-off" com histerese) são muito populares nos sistemas de acionamento de motores de corrente alternada e tem sido alvo de estudos em diversos trabalhos [BROD *et alli*, 1985], [ANDRIEUX,

1986] e [PFAFF *et alli*, 1984]. A mais comum e simples destas fontes é obtida com o controlador de corrente com histerese independente para cada braço do inversor, como mostra a Fig 2.3.

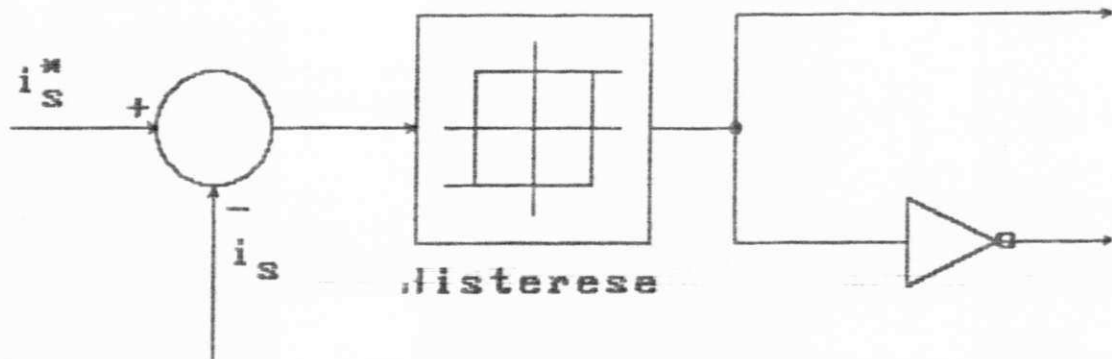


Fig. 2.3 Controlador de corrente com histerese independente.

Na estratégia do controlador de corrente com histerese e controle independente, procura-se manter o erro de corrente para cada fase dentro de uma banda de histerese ( $h$ ). As correntes  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ , e  $i_{sc}$ , são comparadas com as correntes de referência e quando a corrente em uma das fases for maior (menor) que a referência e fora da região estabelecida pela histerese os transistores do braço correspondente comutam no sentido de corrigir o erro.

As Fig.2.4, e 2.5 mostram o resultado da simulação de motor de indução alimentado por um controlador com histereses de 0,4 e 1,0A respectivamente, tensão de alimentação  $V_{dc} = 775V$  e transistores ideais (sem retardos no comando das chaves).

A tensão CC de alimentação deve ter amplitude suficiente para garantir que a corrente em cada fase possa acompanhar a corrente de referência. Caso contrário, quando a  $f_{cem}$  da máquina for grande a tensão CC não será capaz de impor a corrente na direção adequada. Esta condição é observada quando a tensão entre linha e neutro se aproxima de uma forma de onda em degraus com seis "steps".

Pode-se perceber que, com uma histerese menor, a forma de onda de corrente é uma melhor aproximação de uma senóide. Por outro lado, a frequência de chaveamento aumenta consideravelmente.

Uma característica desse tipo de sistema, é que o erro máximo que pode ocorrer na corrente de linha com relação a corrente de referência é o dobro da banda de histerese [BROD *et alli*, 1985].

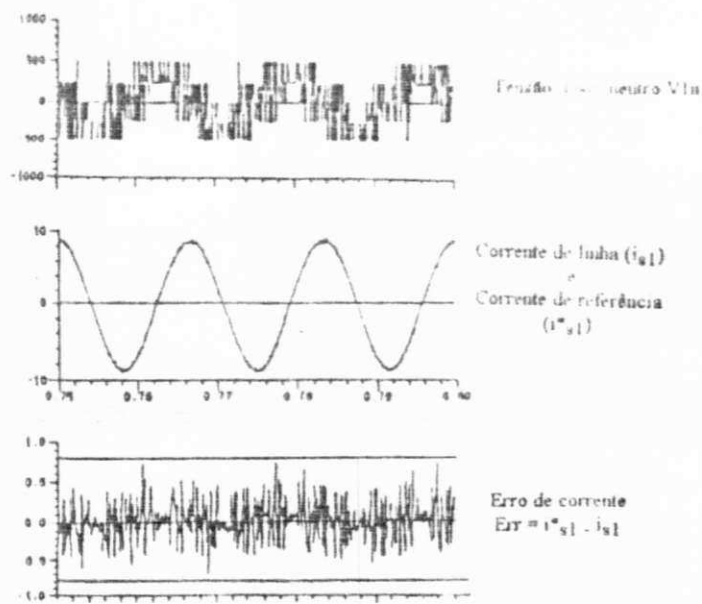


Fig. 2.4 Resultados de simulação, histerese independente,  $E = 775V$ ,  $h = 0.4$ ,  $W_s = 377 \text{ rad/s}$   
(Em vazio, chave ideal - regime permanente)

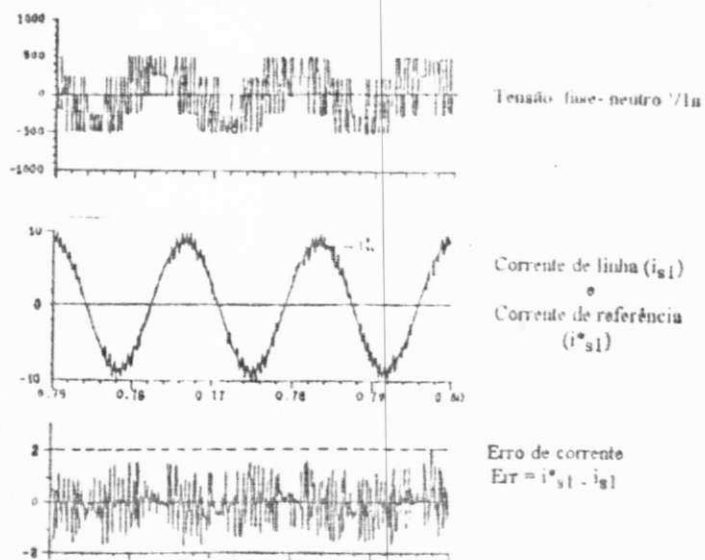


Fig. 2.5 Resultados de simulação, histerese independente,  $E = 775V$ ,  $h = 1.0$ ,  $w_s = 377 \text{ rad/s}$   
(Em vazio, chave ideal - regime permanente).

O comportamento ideal deste sistema é facilmente investigado através do diagrama de chaveamento [BROD *et alli*, 1985] mostrado em linhas pontilhadas na Fig. 2.6c. Nessa figura as variáveis características são: os vetores ativos de saída do inversor ( $V_1, \dots, V_6$ ), estes vetores são obtidos através de uma transformação complexa de acordo com o estado (ON ou OFF) das chaves do inversor trifásico, cujo valor resultante é diferente de zero (Fig. 2.6a); os vetores corrente de referência ( $i_s^*$ ) e corrente da máquina ( $i_s$ ), erro de corrente ( $Di_s = i_s - i_s^*$ ) e as fases a, b e c (os expoentes s indicam vetores no referencial estático). Haverá uma mudança do estado atual das chaves, quando alguma das correntes atingir o limite da histerese (h). Estes limites definem as linhas de chaveamento ( $S_n$  e  $\bar{S}_n$ ) perpendiculares a cada fase a, b e c resultando o diagrama, na forma de uma estrela, mostrado na Fig. 2.6c. Aparentemente o erro está limitado pelo exágono regular no interior da estrela, mostrado separadamente, em setores, na Fig 2.6b. Entretanto, como o neutro da máquina está flutuando, o erro em cada fase pode ultrapassar o limite da histerese e atingir no máximo o dobro deste valor. Isto pode ocorrer quando a corrente atinge alguma linha de chaveamento e a comutação dos transistores do braço correspondente, àquela linha de chaveamento, resulta num vetor de tensão nulo [BROD *et alli*, 1985]. Nesta situação, o comportamento dinâmico do vetor erro de corrente é imposto apenas pela  $f_{cem}$  e a corrente segue uma trajetória, na direção de um dos vértices do diagrama, até atingir outra linha de chaveamento. O diagrama de chaveamento também fornece a indicação da possibilidade de elevada frequência de chaveamento no ciclo limite [BROD *et alli*, 1985]. Esta situação ocorre quando a  $f_{cem}$  é pequena e o comportamento dinâmico do vetor erro de corrente é imposto pelo vetor tensão aplicado a máquina. Na realidade, o vetor erro de corrente segue a direção do vetor tensão (eq. 2.12b). Na Fig. 2.6c é mostrado o exágono regular que descreve a trajetória do erro quando a  $f_{cem}$  é nula. Como os lados do exágono é relativamente pequeno, o mesmo pode ser aproximado por um círculo e esta trajetória é designada de ciclo limite.

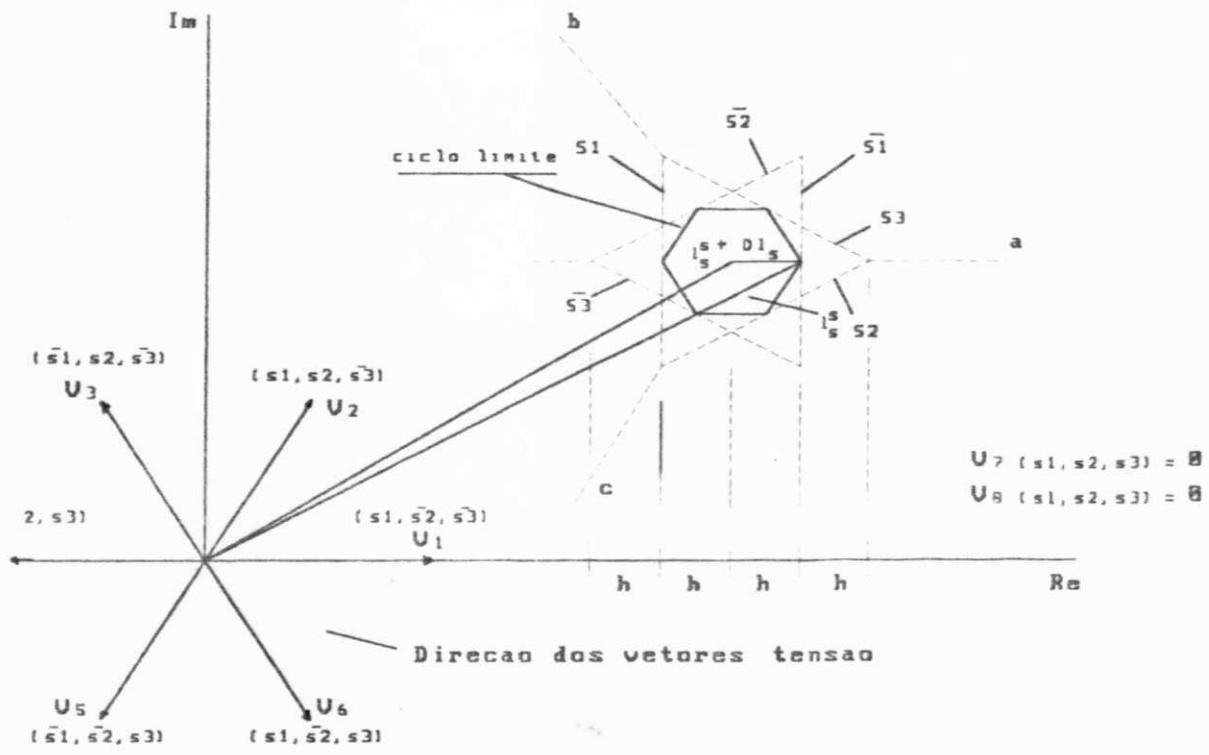
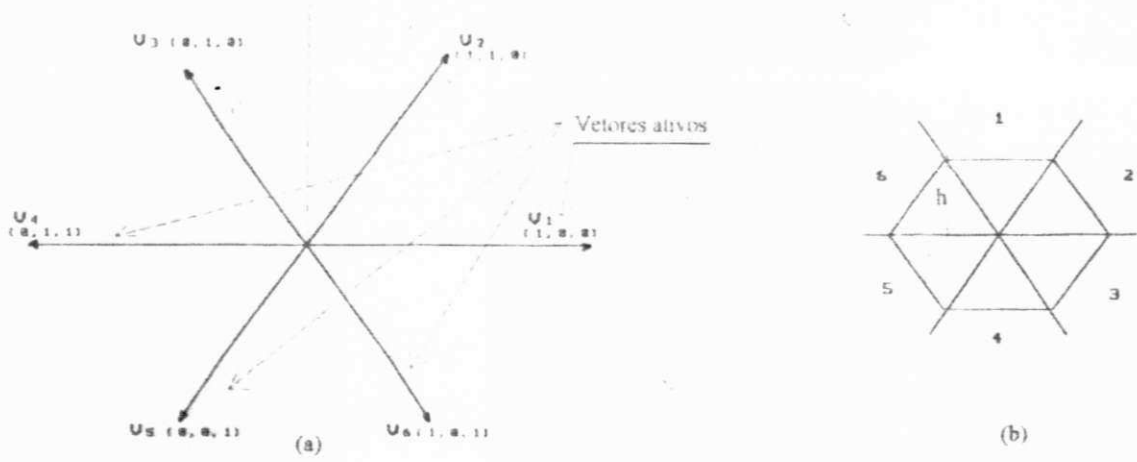


Fig. 2.6 Diagrama de chaveamento.

2.4.2 Controlador Vetorial com Histerese

Esse método foi apresentado inicialmente por [PFAFF, *et alli*, 1984] e depois, na forma utilizada neste trabalho, por [NABAE *et alli*, 1986]. Em ambos os casos, esses controladores

foram aplicados à máquina síncrona a imã permanente, cuja amplitude de  $i_{cem}$  é imposta pela excitação magnética permanente. Neste trabalho, esse controlador é estendido ao motor de indução com a estratégia em campo orientado indireto, inicialmente, utilizando o método de detecção da posição da  $i_{cem}$ , proposto por Nabae (taxa de variação da corrente), e, posteriormente, utilizando a equação dinâmica estatórica, particular ao campo orientado, eqs. 2.4d e 2.4e, para detecção da  $i_{cem}$ .

O controle vetorial com histerese [NABAE *et alli*, 1986] consiste em utilizar apropriadamente os sete vetores tensão gerados pelo inversor de tensão (seis vetores ativos defasados de  $60^\circ$  elétricos e um vetor nulo) (Fig.2.6a) de forma a manter o erro de corrente dentro de duas bandas de histerese. A banda de histerese inferior define a região de operação em regime permanente e a superior a região de regime transitório (Fig.2.7). Cada vetor gerado pela combinação de acionamento das chaves no inversor trifásico está associado a um valor numérico  $k$  ( $k = 0 \dots 7$ ). A operação em regime transitório é simples, na medida em que utiliza apenas o vetor ativo que resulte na maior componente de  $v_s^s - e_s^s t$ , em sentido oposto ao vetor erro de corrente, para diminuir esse erro o mais rápido possível. Observe-se que neste caso o vetor escolhido está sempre na direção do erro de corrente (ver Fig. 2.8). Na região de regime permanente a escolha dos vetores tensão é mais complexa e necessita do conhecimento da equação dinâmica da corrente [NABAE *et alli*, 1986]. A equação vetorial dinâmica de corrente no estator, segundo o modelo de primeira ordem (2.4d,e ou 2.4f,g), é dada por:

$$v_s^s = r i_s^s + \sigma l_s di_s^s/dt + e_s^s \quad (2.12a)$$

onde  $r = r_s + r_r (l_m/l_r)^2$  ou  $r = r_s$  se as equações 2.4d,e ou as equações 2.4f,g são usadas, respectivamente.

Substituindo-se a corrente em função da referência e do erro de corrente  $Di_s^s$  e desprezando-se o termo  $r Di_s^s$ , pode-se escrever a equação da dinâmica do erro na forma:

$$\sigma l_s dDi_s^s/dt = v_s^s - e_s^s t \quad (2.12b)$$

onde:

$$e_s^s t = \sigma l_s di_s^{s*}/dt + r_s i_s^{s*} + e_s^s \quad (2.12c)$$

Segundo as equações 2.12b e 2.12c, dependendo da posição dos vetores erro  $Di_s^s$  e  $i_{cem}$   $e_s^s t$ , pode-se escolher apenas vetores ativos adjacentes ou nulo para limitar o erro à banda de histerese especificada (funcionamento com frequência média do conversor e harmônicos de

corrente mínimos). Vetores ativos adjacentes são vetores defasados de  $60^\circ$  que limitam a região onde se encontra o vetor  $e_s^s t$ . Tais regiões definem setores no plano complexo identificados por algarismos romanos. Assim, a Tabela 2.1 fornece o vetor  $v_s^s$ , em função da posição de  $Di_s^s$  e de  $e_s^s t$  (em setores de  $60^\circ$  elétricos) necessário para reduzir o erro  $Di_s^s$ , quando ele alcança a banda de histerese inferior. Essa estratégia de controle passa pela determinação do setor de  $60^\circ$  onde se encontra o vetor  $fcem$   $e_s^s t$ . Uma maneira para realizar essa detecção é utilizar o sinal de taxa de variação  $dDi_s^s/dt$ . Assim, no caso específico para  $k = 0$  ou  $7$ , o vetor  $-e_s^s t$  e o vetor  $\sigma \cdot I_s \cdot dDi_s^s/dt$  coincidem e, nesse caso, a região em que se encontra a  $fcem$  é unicamente determinada pelo sinal da derivada de  $Di_x^s$ ,  $Di_y^s$  e  $Di_z^s$ . Na tabela Tabela 2.2 são apresentados esses resultados.

Na Fig. 2.8 é mostrada uma situação particular quando a  $fcem$   $e_s^s t$  está localizada no setor [I] e o erro de corrente DI na posição indicada. Para este caso, a melhor escolha é o vetor nulo  $k = 0$  ou  $7$ , pois o vetor resultante  $(v_s^s - e_s^s t)$  fornece a menor projeção em sentido contrário ao erro de corrente com relação as outras possibilidades. A decisão de escolha entre 0 ou 7 é tomada com base no menor número de chaveamentos.

A Fig. 2.9 mostra o diagrama esquemático do controlador com histerese vetorial proposto por [NABAE *et alli*, 1986].

Um novo método de detecção do vetor  $fcem$   $e_s^s t$  [JACOBINA *et alli* (1990)] utiliza as expressões próprias ao campo orientado 2.4d,e ou 2.4g,h, mais a equação 2.5 (Fig. 2.10). Os componentes  $e_{sd}^s$  e  $e_{sq}^s$  de  $e_s^s$  são obtidos nas eqs. 2.4g e 2.4h em função de  $i_{sd}^*$ ,  $w_r^*$  e  $\phi_r^*$ , gerados pelo controle em campo orientado (Fig.2.2). A  $fcem$   $e_s^s t$  é obtida da eq. 2.12c a partir de  $e_s^s$  e  $i_s^*$  (corrente de referência.)

Tabela 2.1

fcem	Região de DI						fcem k = 0,7	Taxa de variação do erro de corrente no referencial x,y e z.		
	$e_s^s$	1	2	3	4	5		6	$e_s^s$	$DI_x^s$
I	1	2	2	0;7	0;7	1	I	1	0	0
II	2	2	3	3	0;7	0;7	II	1	1	0
III	0;7	3	3	4	4	0;7	III	0	1	0
IV	0;7	0;7	4	4	5	5	IV	0	1	1
V	6	0;7	0;7	5	5	6	V	0	0	1
VI	1	1	0;7	0;7	6	6	VI	1	0	1

Tabela 2.2

Obs.:

O referencial dos eixos x,y e z é um sistema trifásico com o eixo x deslocado de  $30^\circ$  com relação ao vetor  $V_1$  no sentido horário.

$DI_{X'} = 1$  : indica um valor positivo.  
 $DI_{X'} = 0$  : indica um valor negativo

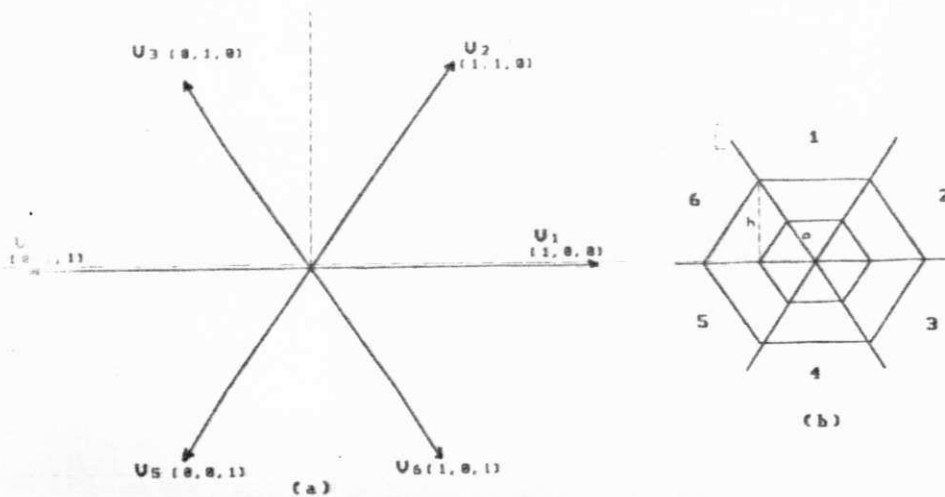


Fig. 2.7 (a) Representação vetorial das possíveis tensões de saída do inversor (b) Indicação do nível de histerese.

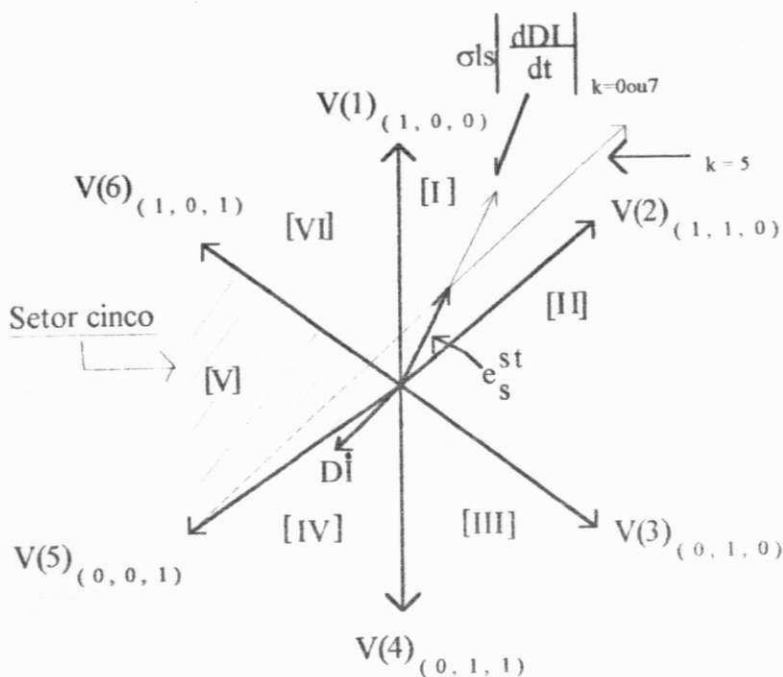


Fig. 2.8 Escolha apropriada do vetor tensão.



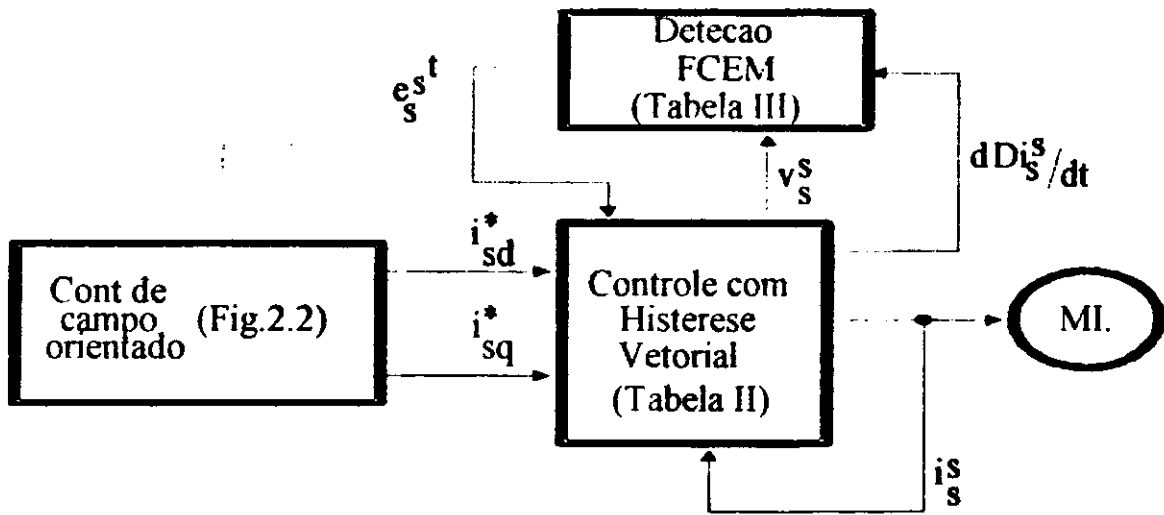


Fig. 2.9 Controle com histerese vetorial ( $dDi_s^s$ ).

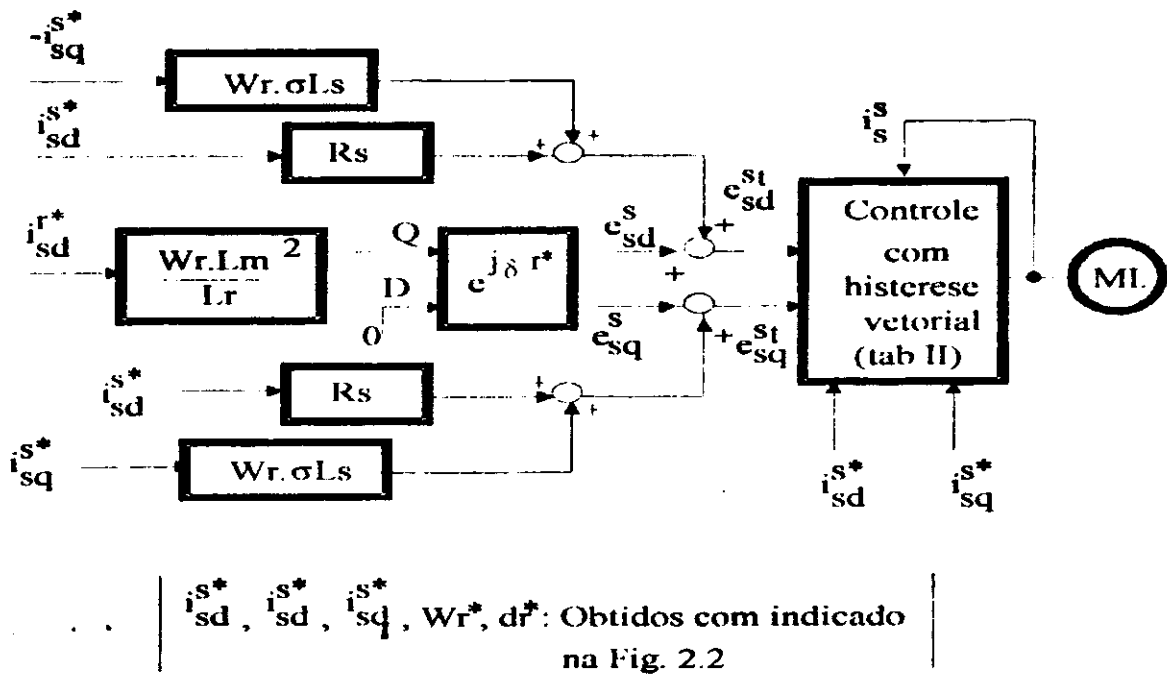


Fig. 2.10 Controle com histerese vetorial ( eq. campo orientado).

### 2.4.3 O Efeito do retardo de tempo - controlador com histerese

Para o caso de um controlador com histerese independente, considerando-se o retardo de tempo no comando das chaves, o erro de corrente supera o valor do dobro da banda de histerese, provocando maior distorção nas corrente da máquina. Isto decorre do fato que o vetor tensão, que deveria ser aplicado em um dado instante, sofre um atraso, que no máximo, corresponde ao tempo morto ( $T_d$ ). Na realidade, para um sistema deste tipo, este atraso só ocorre na saída do inversor apenas em duas situações, como indica a Fig.2.11. Nesta figura verifica-se que se a corrente de carga for positiva e a chave  $\bar{T}_1$  estiver acionada (Fig.2.11b) (corrente passando pelo diodo  $\bar{D}_1$ ) e no instante  $t = t_1$  houver uma comutação, a tensão de saída será aplicada com atraso. O mesmo ocorre quando  $\bar{T}_1$  é gatilhado a partir de um estado inicial com a corrente de carga negativa (em pontilhado) e com  $T_1$  acionado (corrente através de  $D_1$ ). O retardo de tempo não se verifica nas condições mostradas na Fig.2.11a, pois neste caso, mesmo havendo o retardo no comando das chaves, os diodos ( $D_1$  e  $\bar{D}_1$ ) garantem a aplicação do vetor tensão no instante apropriado. Note-se que na análise do processo de comutação dos transistores de um mesmo braço admite-se que o circuito de comando de base sempre gatilha um dos transistores, isto é, se um dos transistores está cortado, um sinal de corrente de base é enviado ao outro transistor para que o mesmo entre em condução, isto após um retardo de tempo.

### 2.4.4 Linhas virtuais de comutação

A introdução do retardo altera os resultados obtidos com o diagrama de chaveamento ideal proposto por Brod, provocando erros de corrente superiores ao dobro da histerese em uma direção preferencial. Para analisar esses efeitos, considere a trajetória de corrente da fase "a", como indica a Fig.2.12. Supondo-se, inicialmente, que a corrente no motor está sendo conduzida através da chave  $T_1$  (ver Fig.2.11b para  $i > 0$ ) e admitindo-se que não houve qualquer comutação, a corrente continua crescendo até atingir o limite de histerese  $\bar{S}_1$ . No instante  $t = t_1$  a chave  $T_1$  é bloqueada forçando  $\bar{D}_1$  a conduzir, aplicando a tensão no instante apropriado. Neste novo modo de chaveamento, a corrente evolui em sentido contrário podendo atingir a linha de chaveamento  $S_1$ . Se  $S_1$  for atingida, o transistor  $\bar{T}_1$  é levado ao corte, e o transistor  $T_1$  será gatilhado (Fig.2.11a,  $i > 0$ ) após um intervalo de tempo  $T_d$ . Em consequência deste retardo, a corrente poderá seguir

a trajetória indicada na figura 2.12, excedendo a banda de histerese ideal de um erro de corrente  $Ddi_{sa}$ .

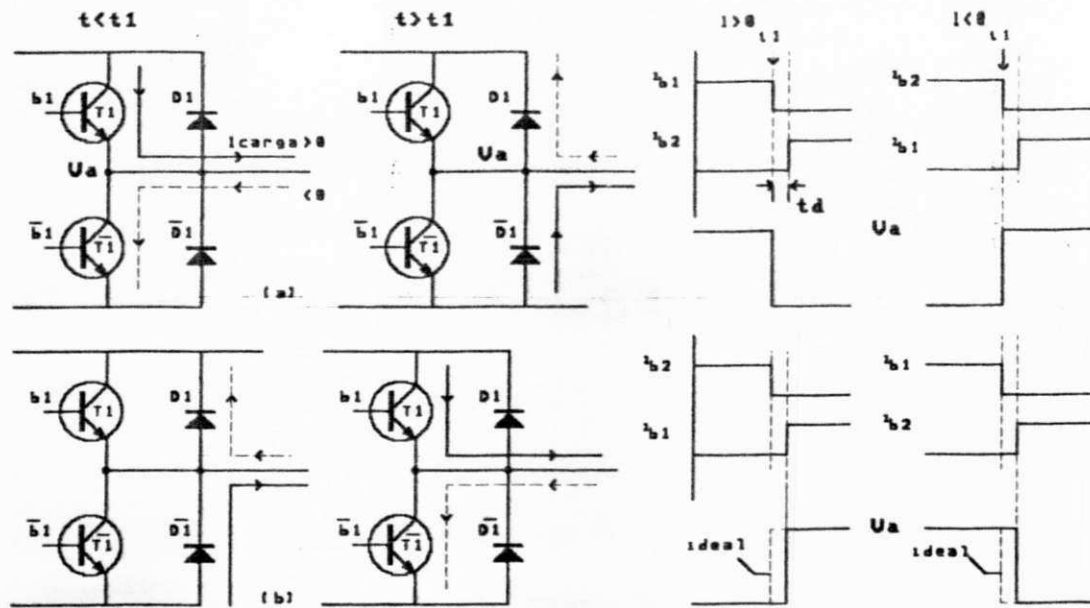


Fig. 2.11 Comportamento da tensão de saída de um braço do inversor com retardo nos sinais de comando.

Uma expressão aproximada para este erro de corrente pode ser obtida utilizando-se a equação dinâmica vetorial típica para a corrente estatórica. Assim, se na equação 2.12b os vetores  $e_s^s$  e  $v_s^s$  são considerados constantes durante o tempo  $T_d$  o erro de corrente devido ao retardo é dado por:

$$Ddi_s^s = (v_s^s - e_s^s)T_d / \sigma l_s \quad (2.13)$$

Segundo esta expressão, o erro de corrente é função da tensão aplicada  $v_s^s$  e da fcm  $e_s^s$ . Portanto, o erro é fortemente dependente do ponto de operação.

A influência do retardo pode ser considerada como um deslocamento da linha de comutação para um valor dado por  $h + Ddi_{sk}$ , onde  $Ddi_{sk}$  é a componente  $Ddi_s^s$  da fase "k" ( $k = a$  ou  $b$  ou  $c$ ) em que ocorre o retardo. Este deslocamento define a posição de uma linha virtual de comutação nos intervalos onde ocorre o retardo. Assim, supondo que a corrente da fase "a" seja positiva e as correntes das fases "b" e "c" negativas, e com componentes de erro  $Ddi_{sk}$  idênticos para cada fase, o diagrama de chaveamento ideal assume uma configuração diferente com a introdução das linhas virtuais  $S_{nv}$  (linhas contínuas na Fig. 2.12b). Esta figura é apenas uma

representação aproximada, pois a posição de cada linha para sua fase correspondente, depende da tensão e da fcm no motor. Conseqüentemente, para cada instante de tempo haverá uma nova configuração. Note-se que se a corrente de fase estiver no semiciclo positivo, quem sofre o deslocamento é a linha de comutação  $S_n$ , quando a corrente estiver no semiciclo negativo o deslocamento é da linha  $\bar{S}_n$ . A representação do diagrama com as linhas virtuais, para um controlador com histerese independente, em cada região do espaço vetorial, indica claramente que a tendência do erro é para o sentido interior (Fig.2.13).

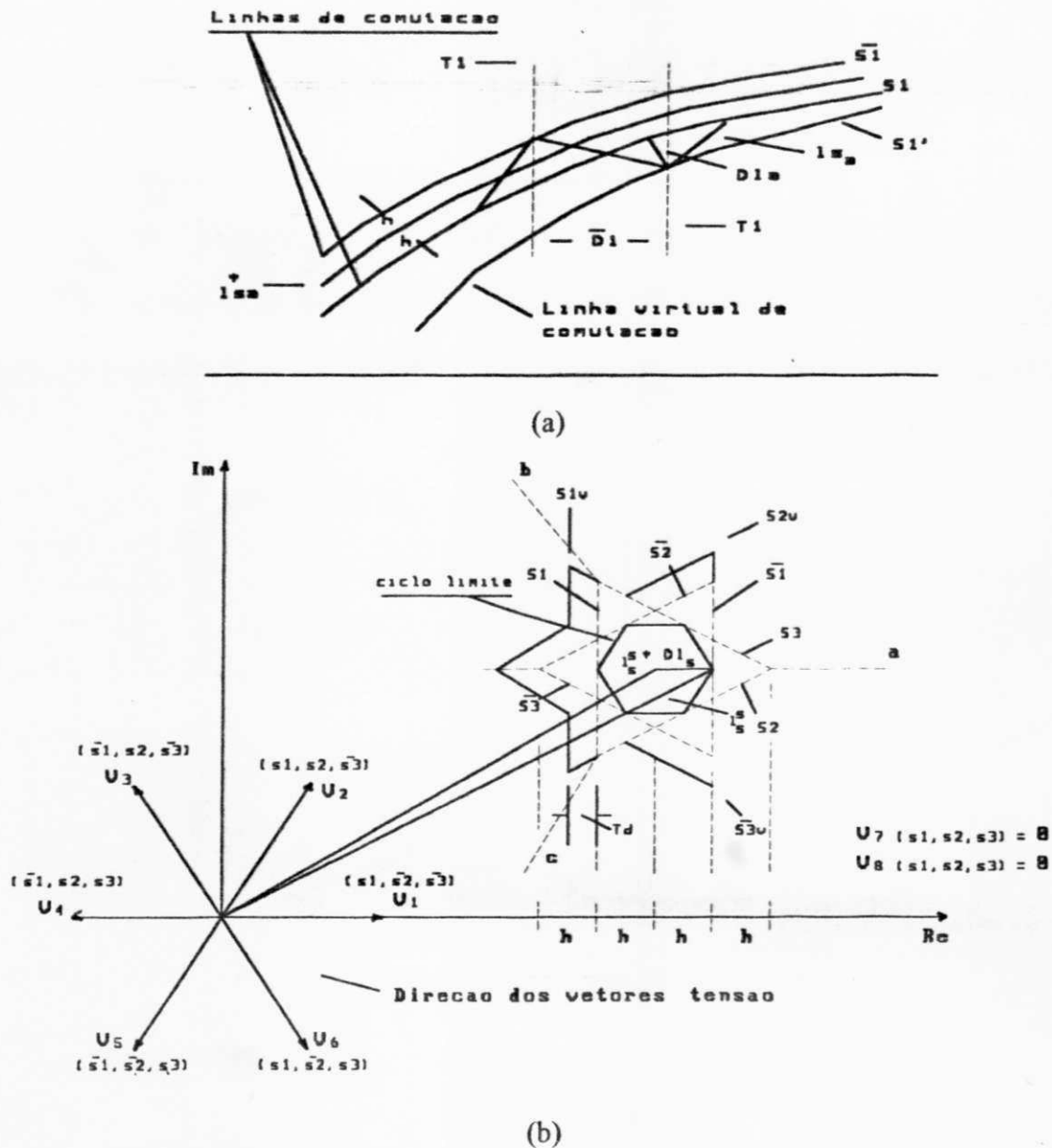


Fig. 2.12 (a) Sequência de chaveamento com  $I_s > 0$  e indicação da linha virtual de comutação. (b) Diagrama de chaveamento com as linhas virtuais de comutação.

A Tabela 2.3 e a figura 2.14 mostram o resultado da simulação do sistema alimentando um motor de indução ( $h=1A$ , histerese independente). Nesta simulação é incluído um retardo de tempo de  $20\mu s$  nos sinais de comando. Destas curvas e tabela fica clara a degradação do sistema de controle pela maior distorção nas correntes da máquina, com o erro de corrente atingindo valores superiores ao dobro da banda de histerese, e tendo uma tendência de maior erro sempre direcionada para o interior em cada semi-ciclo da forma de onda de corrente. Desde que a dinâmica do erro depende da diferença entre a tensão e a f.cem, a influência do retardo é mais acentuada quando a máquina opera abaixo da velocidade nominal (Fig. 2.14b). Estes resultados são observados experimentalmente na Fig.2.15. Esta figura mostra a corrente em uma fase do motor de indução em baixa velocidade. Observa-se a tendência de um maior erro de corrente para o interior da curva.

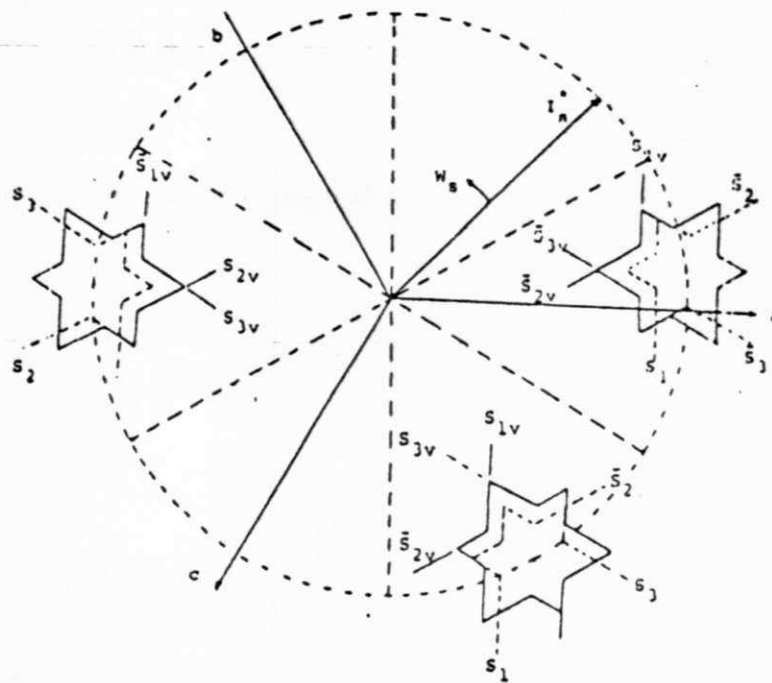


Fig. 2.13 Diagrama de chaveamento com linhas virtuais de comutação com indicação da tendência do erro de corrente.

	velocidade nominal		40% da velocid. nom	
	min.	max.	min.	max.
$D_{isa}$	-2,69	2,54	-3,19	2,74
$D_{isb}$	-2,45	2,72	-3,99	4,21
$D_{isc}$	-3,98	2,41	-3,95	4,41

Tabela 2.3 - Erros de corrente máximos e mínimos por fase (retardo de  $20\mu$ )

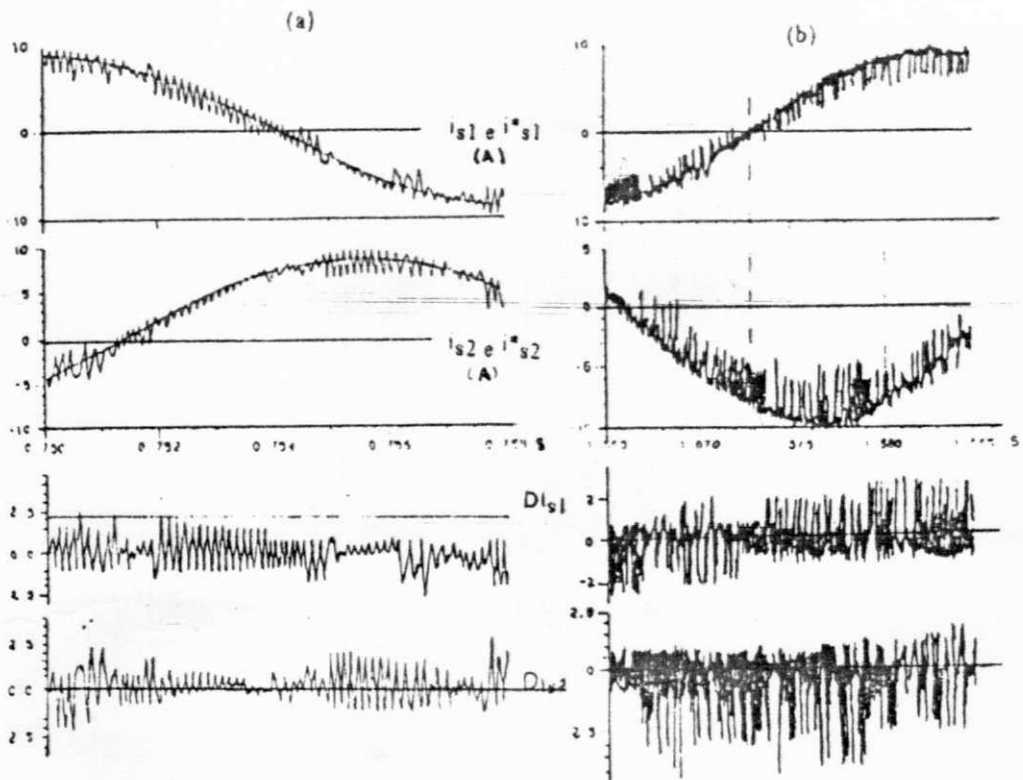


Fig. 2.14 Corrente ( $i_{s1}$ ), corrente de referência ( $i_{s1}^*$ ) e erro de corrente das fases "a" e "b". (a) Velocidade ( $w_s = 377 \text{ rad/s}$ ) (b)  $w_s = 150.8 \text{ rad/s}$ . (Chaves com retardo de  $20 \mu\text{s}$ )

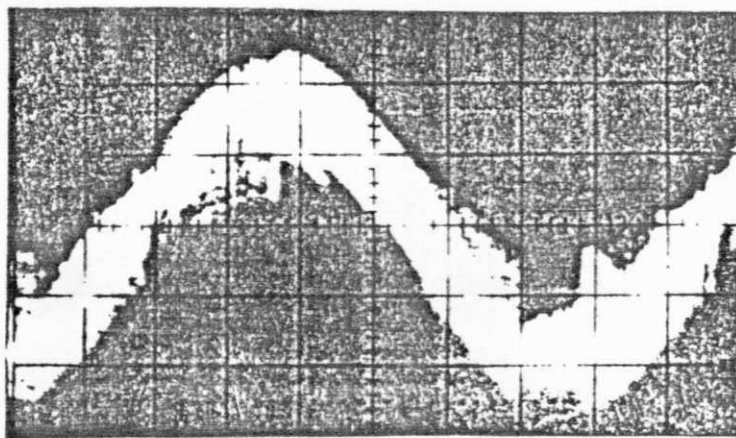


Fig. 2.15 Forma de onda de corrente experimental.

## 2.5 Controladores de corrente discretos

As estratégias para controle de corrente consideradas nesse item utilizam os controladores discretos com fonte de tensão PWM segundo a técnica de modulação vetorial (anexo D). A característica principal dessa estratégia é o fato do inversor funcionar a frequência constante e as variáveis mensuráveis do processo, corrente e velocidade, serem amostradas com um período de tempo fixo  $T_e$ . Essa abordagem é a que se adapta melhor a uma realização do controle em campo orientado por microcomputador. Nesse esquema, o cálculo dos intervalos de tempo característicos do padrão PWM, e a programação dos contadores, que geram o comando do inversor, são realizados pelo próprio microcomputador (cf. Cap. 4).

Nesse trabalho, consideraram-se duas abordagens para a definição dos controladores de corrente: a primeira utiliza o modelo de corrente invariante de primeira ordem e a segunda é baseada no modelo corrente-tensão.

### 2.5.1 Controladores discretos preditivo e PI - modelo de primeira ordem

Os controladores de corrente discretos estudados nesse item são definidos segundo o modelo para corrente dado pelas equações 2.4b,c, 2.4d,e e 2.4g,h, que pode ser escrito na forma padrão da eq.2.6. Os controladores estudados nesse item são de dois tipos: preditivo (no estator) e PI (no estator e segundo o fluxo rotórico).

Segundo a eq. 2.6 a tensão de referência  $v_s(k)^*$  do controlador preditivo é dada simplesmente por:

$$v_s(k)^* = (i_s(k+1)^* - a i_s(k))/b + e_{i_s}(k) \quad (2.14)$$

onde  $i_s(k+1)^*$  é o valor da variável corrente de referência para o instante  $(k+1)$ .

Ainda, segundo a eq. 2.6, a tensão de referência  $v_s(k)^*$  para o regulador PI é dada por:

$$v_s(k)^* = (K_p + K_i) (i_s(k)^* - i_s(k)) + K_i \cdot e_{r_s}(k-1) + e_{i_s}(k) \quad (2.15)$$

$$e_{r_s}(k-1) = e_{r_s}(k-2) + (i_s(k-1)^* - i_s(k-1))$$

onde  $i_s(k)^*$  é a corrente de referência e  $e_{rs}(k-1)$  é o erro acumulado até o instante  $(k-1)$ . Os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  são calculados compensando o polo contínuo dominante  $1/T_s$  e com uma margem de fase de  $60^\circ$  em relação a frequência definida pela pequena constante de tempo  $T_e/2$  [BÜHLER, 1983].

Conforme foi mencionado anteriormente, existem duas escolhas de referenciais principais para implementação dos reguladores. Segundo o referencial estacionário (estator) ou segundo o referencial síncrono (fluxo rotórico). O regulador estacionário é implementado segundo as equações 4g e 4h em duas versões, preditiva (Fig. 2.16) e PI (Fig. 2.17). O regulador PI síncrono é realizado através das equações 2.4b e 2.4c, (Fig. 2.18).

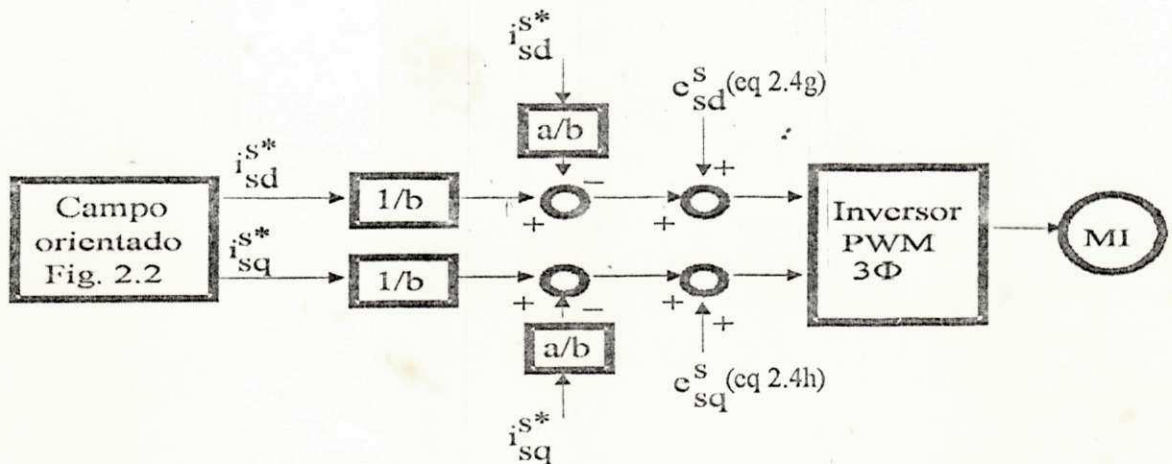


Fig. 2.16 Controle preditivo.

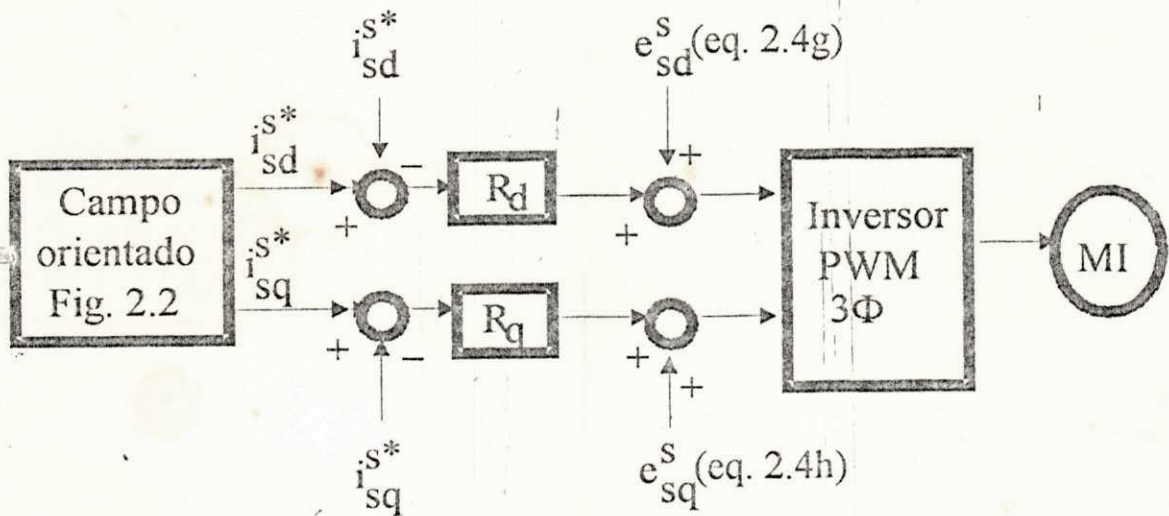


Fig. 2.17 Controle PI no estator.



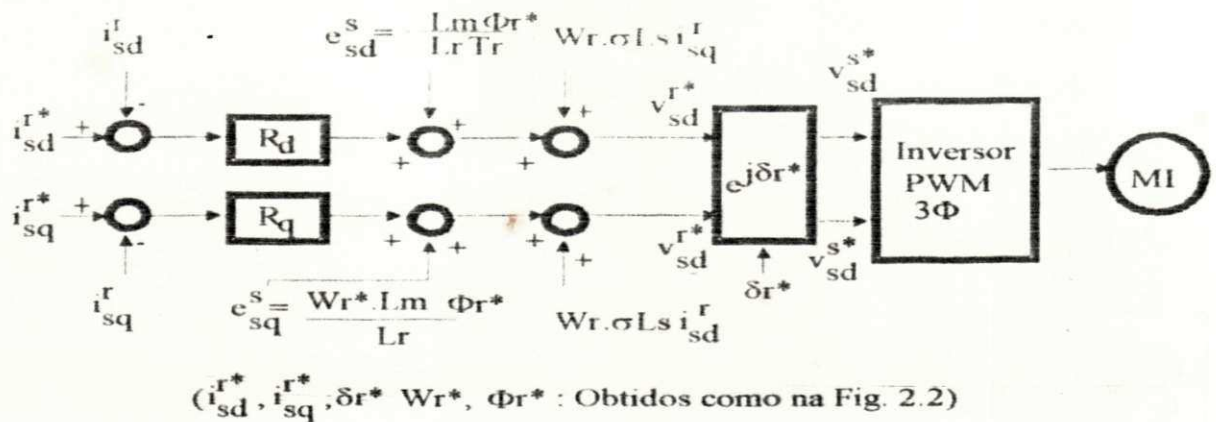


Fig. 2.18 Controle PI no campo.

### 2.5.2 Controlador discreto preditivo - modelo corrente-tensão

Baseado na eq. 2.11 é possível definir um controlador discreto calculado segundo critérios para modelos do tipo entrada e saída. Um exemplo de controlador interessante é o controlador preditivo (Fig. 2.19).

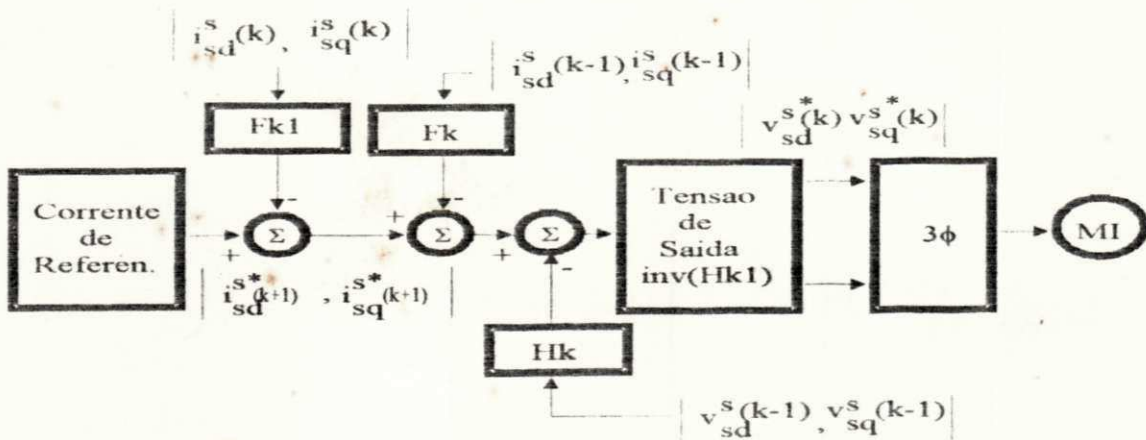


Fig. 2.19 Controlador preditivo com o modelo corrente-tensão

O controle preditivo consiste em obter a tensão de referência em k+1 (entrada de comando da fonte de tensão de alimentação estática) em função das correntes medidas em k+1

em  $k$  da tensão em  $k$  e da corrente de referência em  $k+2$ . A função que relaciona estas variáveis é obtida da eq.2.11, escrevendo-se:

$$\begin{pmatrix} v_{sd}^{s*}(k-1) \\ v_{sq}^{s*}(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{ak1} & h_{bk1} \\ -h_{bk1} & h_{ak1} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \left[ \begin{pmatrix} i_{sd}^{s*}(k+2) \\ i_{sq}^{s*}(k+2) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} f_{ak1} & f_{bk1} \\ -f_{bk1} & f_{ak1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd}^s(k-1) \\ i_{sq}^s(k-1) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} f_{ak} & f_{bk} \\ -f_{bk} & f_{ak} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd}^s(k) \\ i_{sq}^s(k) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} h_{ak1} & h_{bk1} \\ -h_{bk1} & h_{ak1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{sd}^s(k) \\ v_{sq}^s(k) \end{pmatrix} \right] \quad (2.16)$$

Observa-se que este controle só é factível se a inversa de  $H_{k+1}$  existir. Entretanto, como esta matriz tem a simetria da matriz  $M$ , a existência da sua inversa é garantida.

A análise do comportamento do controlador preditivo baseado no modelo corrente-tensão é realizada através da função de transferência que relaciona o vetor corrente de saída do sistema e o vetor corrente de referência.

Da equação 2.16, pode-se determinar a transformada  $z$  do vetor tensão na saída do regulador em função do vetor corrente de referência e do valor atual do vetor corrente. Esta relação é dada como segue:

$$V_s(z) = \frac{I_s^*(z)z^2 - I_s(z)[zF_1 + F_0]}{zH_1 + H_0} \quad (2.17)$$

Note-se que  $F_1$ ,  $F_0$ ,  $H_1$  e  $H_0$  correspondem às matrizes da equação 2.8c cujos elementos são calculados numa velocidade específica com parâmetros da máquina obtidos por estimação.

A matriz de transferência  $G(z)$  em malha fechada é determinada substituindo-se  $V_s(z)$  de (2.17) na equação (2.8c).

$$G(z) = \frac{N_3 z^3 + N_2 z^2}{D_3 z^3 + D_2 z^2 + D_1 z + D_0} = \frac{I_s(z)}{I_s^*(z)} \quad (2.18)$$

onde,

$$N_3 = \begin{pmatrix} n_{3a} & n_{3b} \\ -n_{3b} & n_{3a} \end{pmatrix} = H_1, \quad N_2 = \begin{pmatrix} n_{2a} & n_{2b} \\ -n_{2b} & n_{2a} \end{pmatrix} = H_0$$

$$D_3 = \begin{pmatrix} d_{3a} & d_{3b} \\ -d_{3b} & d_{3a} \end{pmatrix} = \hat{H}_1, \quad D_2 = \begin{pmatrix} d_{2a} & d_{2b} \\ -d_{2b} & d_{2a} \end{pmatrix} = H_0 - H_1 F_1 + H_1 \hat{F}_1$$

$$D_1 = \begin{pmatrix} d_{1a} & d_{1b} \\ -d_{1b} & d_{1a} \end{pmatrix} = H_1 \hat{F}_0 - \hat{H}_1 F_0 - \hat{H}_0 F_1 + H_0 \hat{F}_1$$

$$D_0 = \begin{pmatrix} d_{0a} & d_{0b} \\ -d_{0b} & d_{0a} \end{pmatrix} = H_0 \hat{F}_0 - \hat{H}_0 F_0$$

As quantidades com o símbolo " $\hat{\phantom{x}}$ " referem-se ao controlador.

Após algumas manipulações algébricas, a função de transferência  $G(z)$  é dada por:

$$G(z) = \frac{1}{Gd(z)} \begin{pmatrix} G_{na}(z) & G_{nb}(z) \\ -G_{nb}(z) & G_{na}(z) \end{pmatrix}$$

onde,

$$\begin{aligned} G_{na}(z) = & (d_{3a}n_{3a} + d_{3b}n_{3b})z^6 + \\ & (d_{3a}n_{2a} + d_{2a}n_{3a} + d_{3b}n_{2b} + d_{2b}n_{3b})z^5 + \\ & (d_{2a}n_{2a} + d_{1a}n_{3a} + d_{2b}n_{2b} + d_{1b}n_{3b})z^4 + \\ & (d_{1a}n_{2a} + d_{0a}n_{3a} + d_{1b}n_{2b} + d_{0b}n_{3b})z^3 + \\ & (d_{0a}n_{2a} + d_{0b}n_{2b})z^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_{nb}(z) = & (d_{3a}n_{3b} - d_{3b}n_{3a})z^6 + \\ & (d_{3a}n_{2b} + d_{2a}n_{3b} - d_{3b}n_{2a} - d_{2b}n_{3a})z^5 + \\ & (d_{2a}n_{2b} + d_{1a}n_{3b} - d_{2b}n_{2a} + d_{1b}n_{3a})z^4 + \\ & (d_{1a}n_{2b} + d_{0a}n_{3b} - d_{1b}n_{2a} - d_{0b}n_{3a})z^3 + \\ & (d_{0a}n_{2b} + d_{0b}n_{2a})z^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 G_d(z) = & (d_{3a}^2 + d_{3b}^2)z^6 + \\
 & 2(d_{3a}d_{2a} + d_{3b}d_{2b})z^5 + \\
 & (2d_{3a}d_{1a} + d_{2a}^2 + 2d_{3b}d_{1b} + d_{2b}^2)z^4 + \\
 & 2(d_{0a}d_{3a} + d_{1a}d_{2a} + d_{0b}d_{3b} + d_{1b}d_{2b})z^3 + \\
 & (2d_{0a}d_{2a} + d_{1a}^2 + 2d_{0b}d_{2b} + d_{1b}^2)z^2 + \\
 & 2(d_{1a}d_{0a} + d_{1b}d_{0b})z + (d_{0a}^2 + d_{0b}^2)
 \end{aligned}$$

Das equações anteriores, verifica-se que quando os parâmetros do controlador preditivo são iguais aos parâmetros do modelo discreto da máquina, a matriz  $G(z)$  é uma matriz identidade.

Definindo a função do erro de corrente segundo a equação 2.19a, uma aproximação para a amplitude desse vetor erro é obtida através da equação 2.19b e este valor é facilmente computado por meio das componentes  $G_a(z) = G_{na}(z)/G_d(z)$  e  $G_b(z) = G_{nb}(z)/G_d(z)$ .

$$E_r(z) = \frac{I_s^*(z) - I_s(z)}{I_s^*(z)} \quad (2.19a)$$

$$|E_r(z)| = \sqrt{(1 - G_a)(1 - G_a)^* + G_b G_b^*} \quad (2.19b)$$

A variação na velocidade angular e a incerteza nos parâmetros do modelo da máquina são dois fatores que modificam o comportamento da malha de controle de corrente. A influência desses fatores podem ser avaliados usando-se as técnicas de resposta em frequência.

## 2.6. Resultados de simulação dos controladores

Para o estudo em regime permanente e transitório das diversas configurações de controladores foi implementado um programa detalhado de simulação digital do sistema completo. Em seguida são apresentados os resultados de simulação obtidos dos controladores de corrente com histerese e discretos.

### 2.6.1 Controladores com histerese e discretos - modelo de primeira ordem

A caracterização em regime permanente e dinâmico do acionador com controladores com histerese vetorial e discretos com modelo de primeira ordem foi realizada fazendo-se:

i) A partida do motor (a partir de correntes e velocidade iniciais nulas) com conjugado de referência constante.

ii) Um regime transitório em degrau do conjugado de referência, onde: em  $t = 0$ s a máquina acelera a partir da velocidade inicial (5Hz ou 50Hz) com conjugado de referência constante. Em  $t = 0,02$ s o conjugado de referência aumenta 100% permanecendo constante e em  $t = 0,06$ s diminui voltando ao valor inicial.

O controlador de corrente com histerese vetorial utilizando a taxa de variação do erro de corrente (Fig.2.9) (histerese inferior = 0.5A, histerese superior = 2A) apresentou excelentes resultados para os diversos transitórios. A Fig. 2.20 apresenta a evolução do erro de corrente na fase 1, do conjugado e do fluxo rotórico para o transitório de conjugado em alta velocidade. O controlador com histerese da Fig.2.10 (histerese inferior = 0.5A) utilizando a expressão da  $f_{cm}$  em campo orientado apresentou desempenho semelhante ao anterior. A Fig. 2.21 (para o controlador da Fig. 2.10) apresenta a partida do motor: o fluxo rotórico e o conjugado partem de zero e se estabilizam nos seus valores de referência, enquanto o erro de corrente mantém-se dentro da histerese, salvo por um curto espaço de tempo, antes do fluxo se estabelecer.

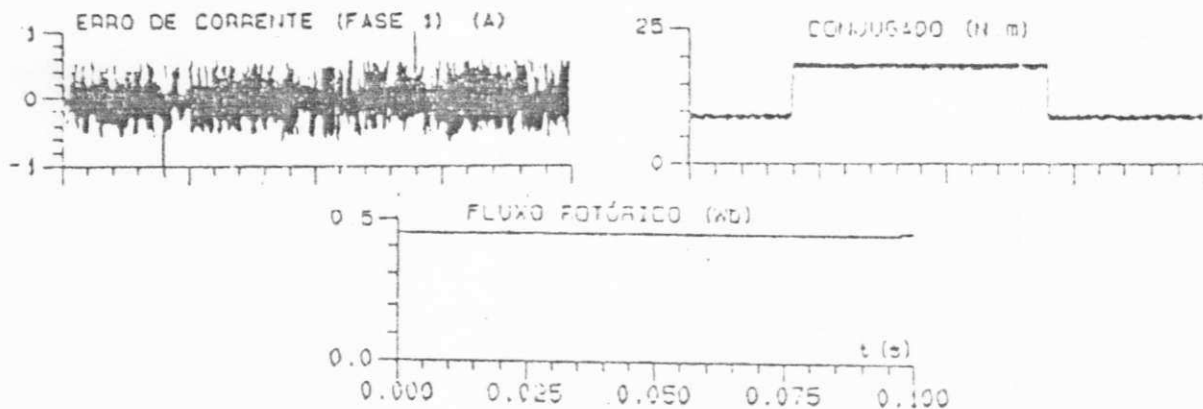


Fig. 2.20 Erro de corrente, conjugado e fluxo. (transitório de conjugado, 50 Hz)  
(fonte, Fig. 2.10)

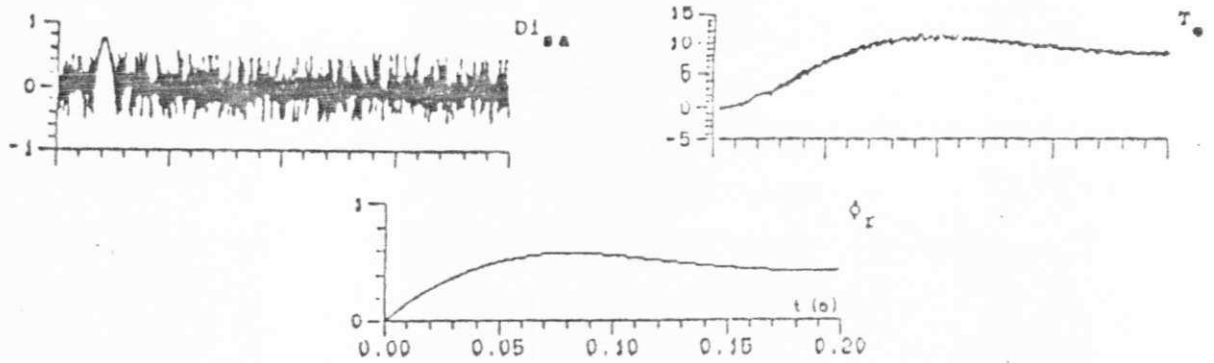


Fig. 2.21 Erro de corrente (Disa), conjugado ( $T_e$ ) e fluxo rotórico na partida ( $\phi_r$ ). (fonte, Fig. 2.11)

Os controladores discretos, com  $T_e = 200\mu s$ , apresentam resultados tão bons quanto àqueles com histerese. Apenas os "ripples" das diversas variáveis, aumentam com a velocidade. O controlador preditivo e PI no campo apresentam resultados semelhantes em todos pontos de funcionamento, enquanto o regulador PI no estator introduz um pequeno atraso da corrente real em relação a referência em alta velocidade. Este atraso decorre da resposta em frequência do sistema, pois o modelo da máquina é representado por um sistema de primeira ordem e a medida que a frequência aumenta o atraso torna-se mais acentuado. Entretanto, esse desempenho em alta velocidade pode ainda ser melhorado aumentando-se a faixa de passagem do regulador, mas ao preço da diminuição da margem de estabilidade. Alguns resultados seleccionados, da evolução do conjugado e fluxo rotórico, são apresentados: a Fig. 2.22 mostra a partida com o regulador PI no campo, as figuras 2.23 e 2.24 dão os transitórios em alta e baixa velocidades, respectivamente, com o regulador PI no estator e a Fig. 2.25 dá o mesmo transitório em alta velocidade para o regulador preditivo.

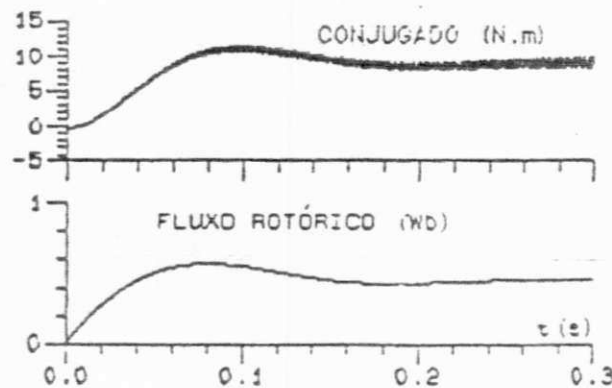


Fig. 2.22 Conjugado e fluxo na partida (PI no campo).

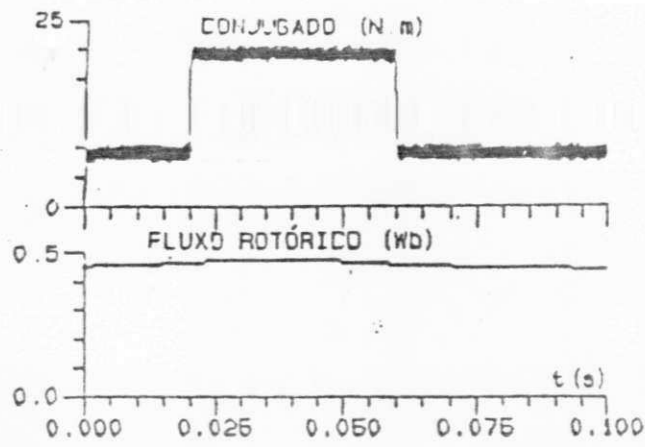


Fig. 2.23 Conjugado e fluxo com transitório de conjugado, 50 Hz (PI no estator).

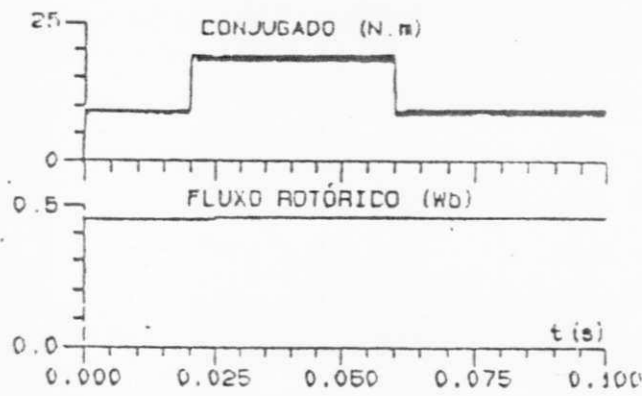


Fig. 2.24 Conjugado e fluxo com transitório de conjugado, 5 Hz (PI no estator).

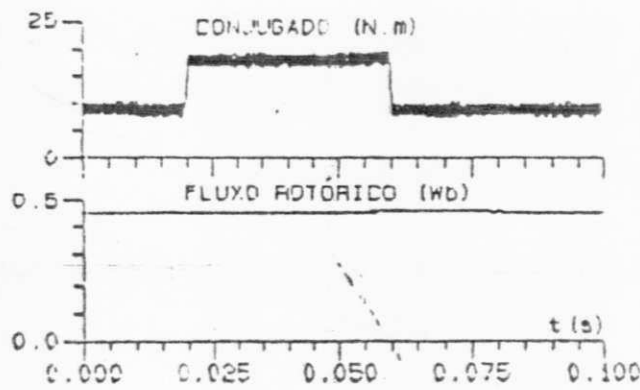


Fig. 2.25 Conjugado e fluxo com transitório de conjugado, 50 Hz (Preditivo).

## 2.6.2 Controlador preditivo - modelo corrente-tensão.

Para mostrar a viabilidade do controle preditivo de corrente a partir do modelo baseado na função de transferência corrente-tensão, alguns resultados preliminares de simulação são apresentados. Estes resultados mostram o funcionamento do controle de corrente preditivo para transitórios de corrente do motor de indução (variação da corrente de referência em degraus). Em todas as simulações a máquina é excitada com uma tensão senoidal.

### 2.6.2.1 Resposta em frequência.

Numa primeira análise, é investigada a influência da velocidade no comportamento do sistema. Nesta simulação, o controlador é dimensionado com parâmetros obtidos na velocidade fixa de  $w_m = 400$  rad/s com um período de amostragem de  $200\mu s$ . Nas figuras 2.26 e 2.27 estão mostradas as curvas de amplitude e fase das funções de transferências  $G_a(z)$  e  $G_b(z)$  nas velocidades angulares de  $w_m = 0$  rad/s e  $w_m = 200$  rad/s. A frequência das correntes de referência variam no intervalo de  $w_m - 50$  rad/s e  $w_m + 50$  rad/s o qual corresponde a uma operação dentro da região de escorregamento nominal. A velocidade angular da máquina é mantida constante. Por meio da equação 2.19 e dos valores da amplitude de  $G_a$  e  $G_b$  na pior situação, tem-se que o erro máximo é de 0.4% ( $w_m = 0$  rad/s) e de 1.1% ( $w_m = 200$  rad/s). Note-se que  $G_a$  é um número praticamente real e  $G_b G_b^*$  é a amplitude de  $G_b$ .

A amplitude de  $G_a(z)$  é próxima a unidade enquanto aquela de  $G_b(z)$  é próxima a zero. Note-se que a fase de  $G_a(z)$  é insignificante quando comparada com  $G_b(z)$ . Entretanto, a influência de  $G_b(z)$  é desprezada em face de sua pequena amplitude.

Nas Tabelas 2.4 e 2.5 encontram-se os valores das raízes das funções de transferência de  $G_d(z)$ ,  $G_{na}(z)$  e  $G_{nb}(z)$ . As raízes de  $G_{na}(z)$  e  $G_d(z)$  praticamente se cancelam. As outras raízes de  $G_d(z)$  estão próximas de zero, o que corresponde a uma dinâmica próxima a do "deadbeat" ideal. As raízes de  $G_{nb}(z)$  são de menor importância visto que a sua amplitude é desprezível.

Os parâmetros do controlador discreto de corrente baseado no modelo corrente-tensão dependem do período de amostragem. Quando este período aumenta, o erro de corrente também aumenta. Nas figuras 2.28 e 2.29, são mostradas a amplitude e a defasagem das funções de transferência  $G_a$  e  $G_b$  para um período de amostragem de  $T_e = 0.4$  ms. O erro máximo de corrente ainda é superior àquele obtido com  $T_e = 0.2$  ms.



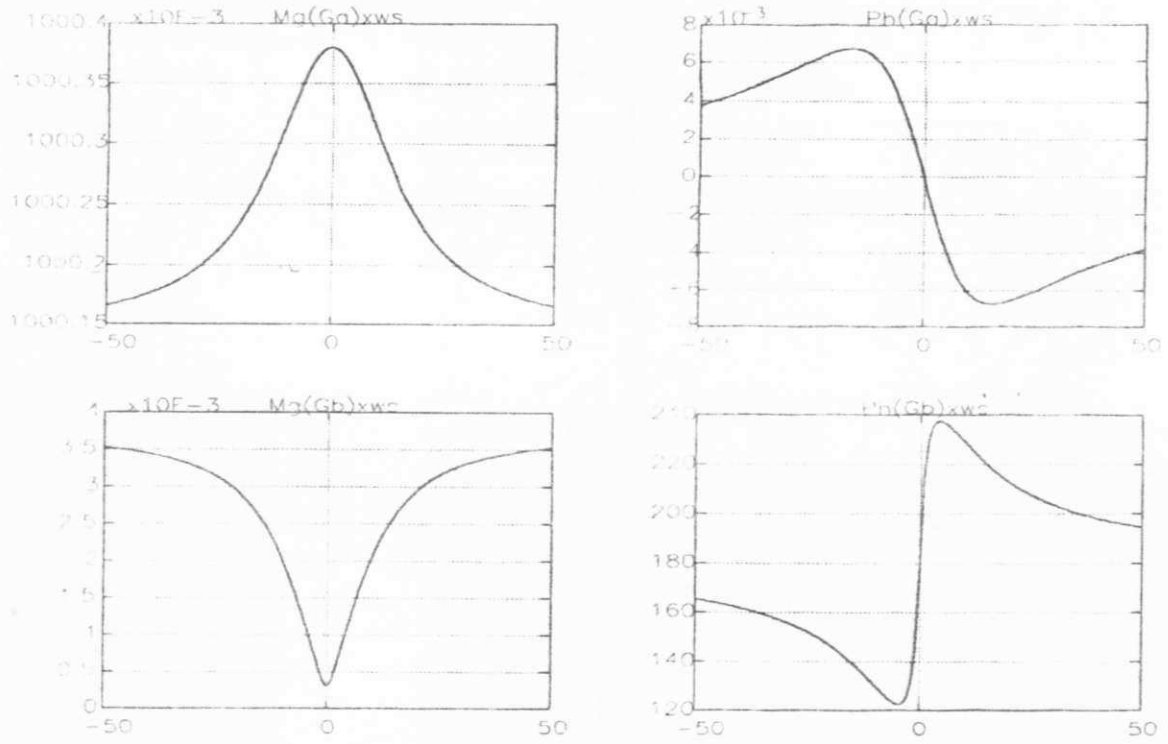


Fig. 2.26 Amplitude e deslocamento angular de  $G_a(z)$  e  $G_b(z)$  com  $T_c = 0.2ms$ .  
 $\omega_m = 0$  rad/s.

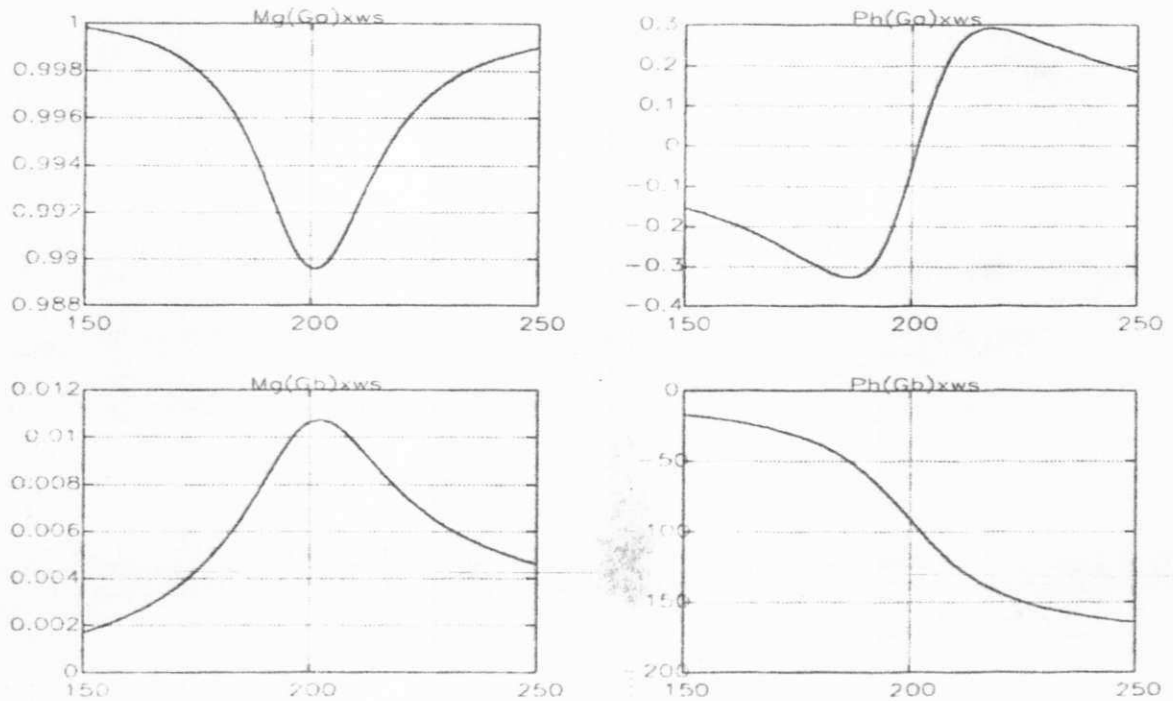


Fig. 2.27 Amplitude e deslocamento angular de  $G_a(z)$  e  $G_b(z)$  com  $T_c = 0.2ms$ .  
 $\omega_m = 200$  rad/s

Tabela 2.4

Zeros de $G_d(z)$	Zeros de $G_a(z)$	Zeros de $G_b(z)$
$\omega_m = 200 \text{ rad/seg}$		
$0.9961 + 0.0399j$	0	0
$0.9961 - 0.0399j$	0	0
$-0.0254 + 0.0179j$	$0.9962 + 0.0399j$	$-0.3865 + 1.1821j$
$-0.0254 - 0.0179j$	$0.9962 - 0.0399j$	$-0.3865 - 1.1821j$
$0.0248 + 0.0184j$	0.0171	$0.9998 + 0.0160j$
$0.0248 - 0.0184j$	-0.0171	$0.9998 - 0.0160j$

Tabela 2.5

Zeros de $G_d(z)$	Zeros de $G_a(z)$	Zeros de $G_b(z)$
$\omega_m = 0 \text{ rad/seg}$		
$0.9970 + 0.0000j$	0	0
$0.9970 - 0.0000j$	0	0
$0.0271 + 0.0225j$	0.9970	$-0.9100 + 0.7183j$
$0.0271 - 0.0225j$	0.9970	$-0.9100 - 0.7183j$
$-0.0277 + 0.0209j$	0.0165	0.9997
$-0.0277 - 0.0209j$	-0.0165	0.9997

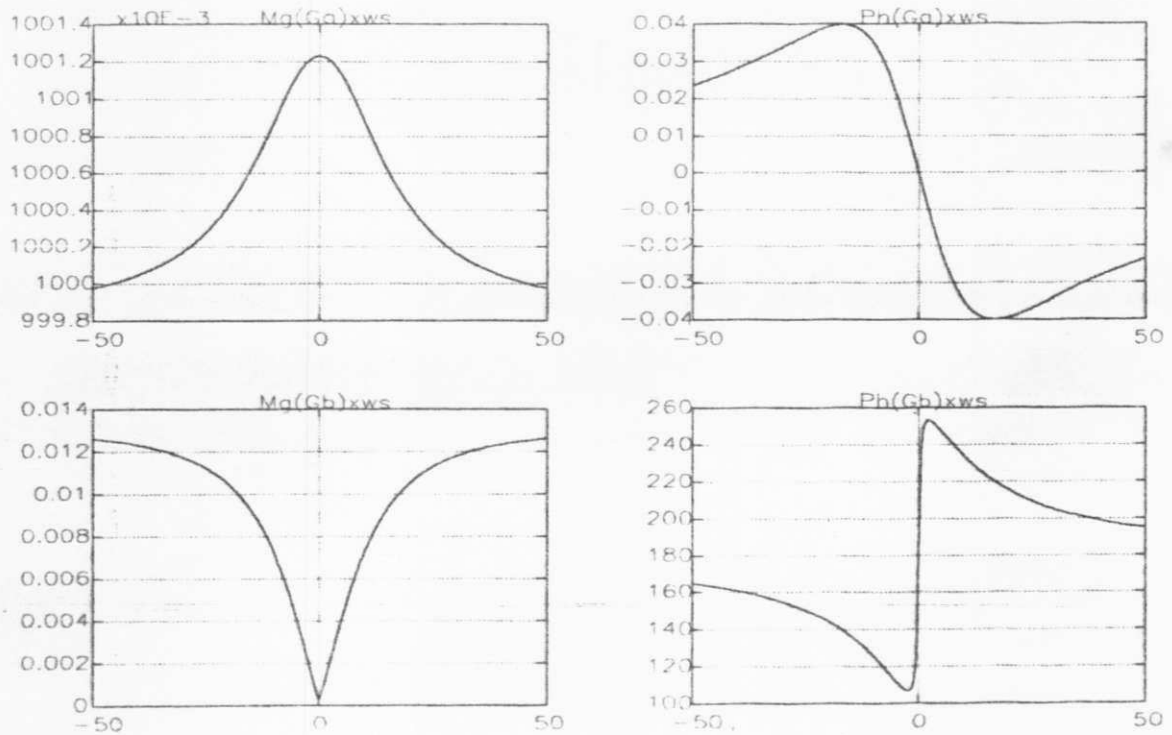


Fig. 2.28 Amplitude e deslocamento angular de  $G_a(z)$  e  $G_b(z)$  com  $T_e = 0.4\text{ms}$ .  $\omega_m = 0 \text{ rad/s}$ .

Os resultados mostram que, para se ter um erro dentro de certos limites com um dado período de amostragem, é necessário recalculer os coeficientes do controlador de acordo com a velocidade angular. Por exemplo, para que o erro máximo com  $T_e = 0.4\text{ms}$  seja o mesmo que aquele com  $T_e = 0.2\text{ms}$ , é necessário recalculer os parâmetros do controlador nas seguintes faixas de velocidade.  $0. < w_m < 200. \text{ rad/s}$ ,  $200 < w_m < 300. \text{ rad/s}$  e  $300. < w_m < 400 \text{ rad/s}$ . Em todos estes intervalos, os coeficientes são calculados na mais alta velocidade de cada intervalo. Entretanto, a escolha precisa de velocidade de cálculo dos coeficientes do controlador em um dado intervalo de velocidade, necessita o estudo dos erros máximos ocorridos quando atribui-se a velocidade de cálculo todos os valores de velocidade do intervalo.

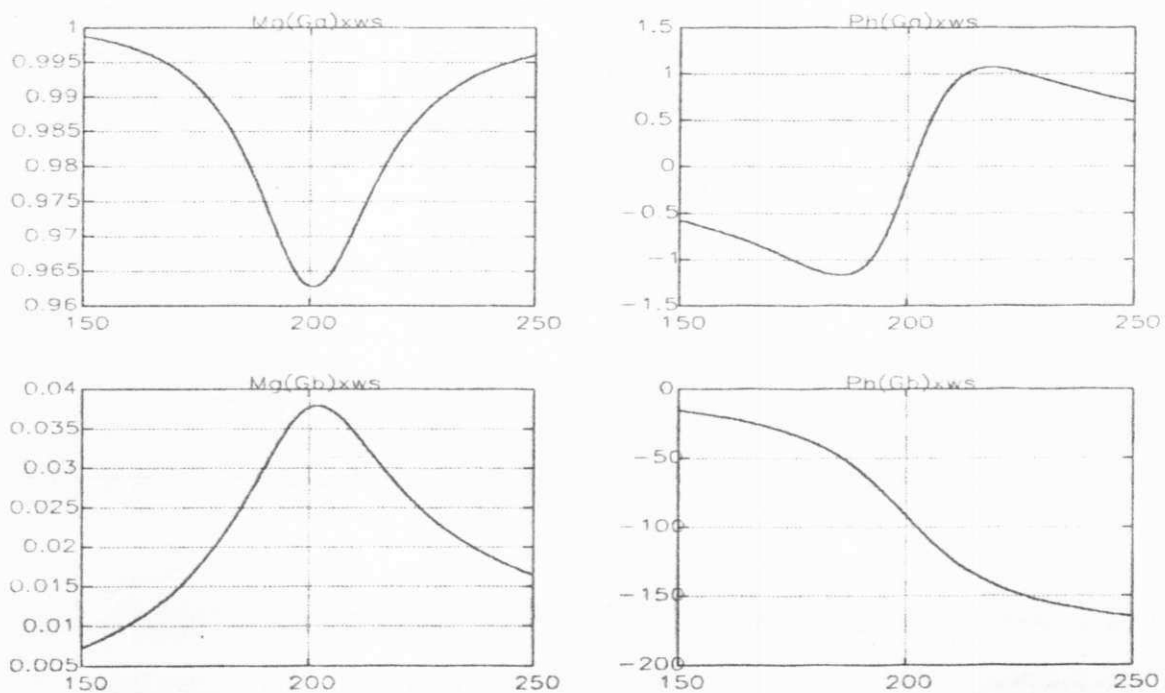


Fig. 2.29 Amplitude e deslocamento angular de  $G_a(z)$  e  $G_b(z)$  com  $T_e = 0.4\text{ms}$ .  
 $w_m = 200 \text{ rad/s}$

### 2.6.2.2 Resposta no tempo.

O resposta no tempo do sistema de acionamento é avaliada por intermédio de um programa de simulação digital. O controlador de corrente é dimensionado com parâmetros constantes e o sistema não dispõe de uma malha de controle de velocidade. Os parâmetros do controlador são estimados na velocidade de  $w_m = 400 \text{ rad/s}$  com  $T_e = 0.2\text{ms}$  e a frequência das

correntes é constante. Em  $t = 1.5\text{ms}$  a amplitude das correntes é variada abruptamente de 5A para 10A.

Nas figuras 2.30 e 2.31, são mostradas as formas de onda das componentes das correntes de referência ( $i_{sd}^*(t)$  e  $i_{sq}^*(t)$ ) e os erros de corrente  $e_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd}$  e o erro  $e_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq}$  quando a velocidade angular da máquina assume os valores de 0. rad/s e 200. rad/s respectivamente. Na Fig. 2.30, a frequência da corrente de referência é de 40 rad/s enquanto que na Fig. 2.31 este valor é mudado para 230 rad/s. Observa-se que em ambos os casos, o comportamento dinâmico do controlador concorda com os resultados previstos anteriormente.

Mesmo tendo alguns parâmetros do controlador de corrente dependentes da velocidade mecânica, os resultados indicam a possibilidade de implementação do controlador de corrente com parâmetros fixos. Esta decisão depende do período de amostragem e do nível do erro corrente.

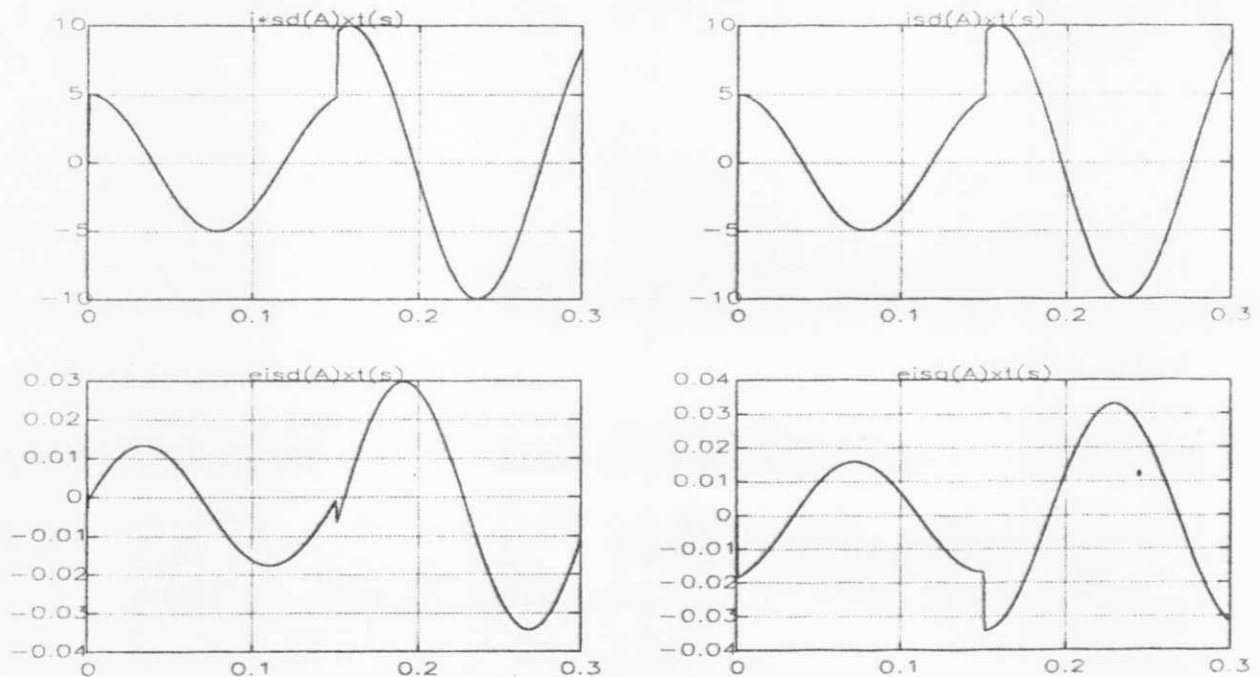


Fig 2.30 Componente  $i_d$  da corrente estática e erro de corrente.  $\omega_m = 0\text{ rad/s}$  e  $T = 0.2\text{ms}$

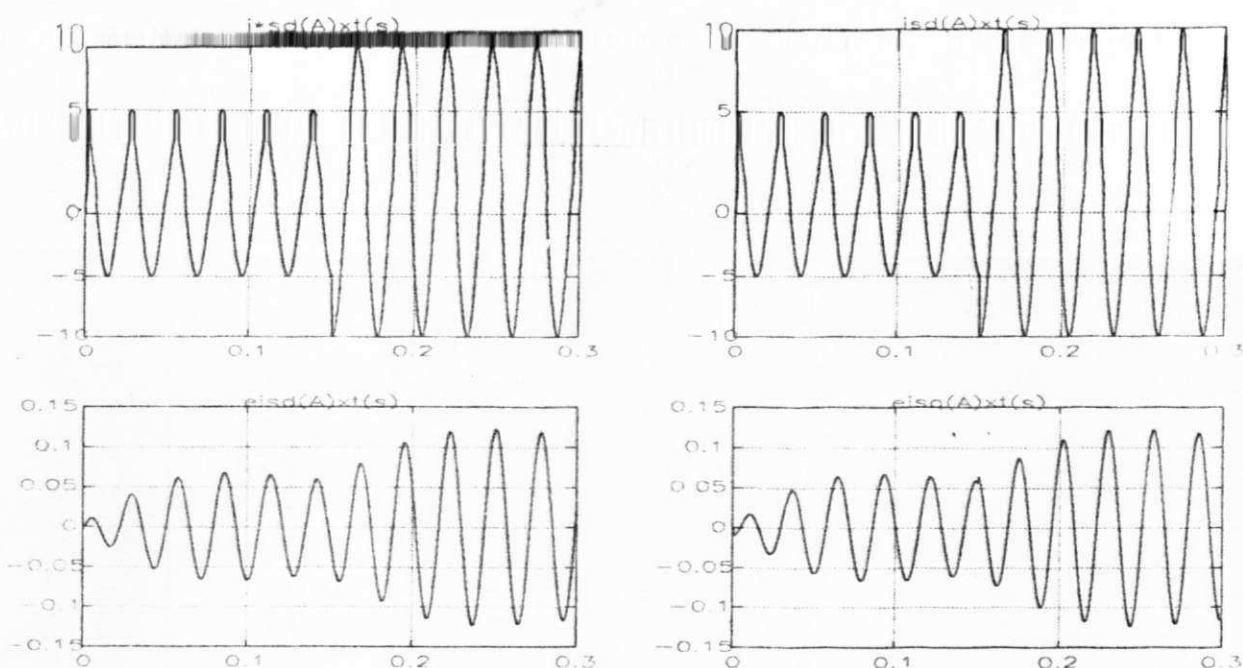


Fig 2.31 Componente  $i_d$  da corrente estática e erro de corrente.  $\omega_m = 200$  rad/s e  $T = 0.2$ ms

## 2.7 Conclusão

A estratégia de controle do sistema de acionamento do motor de indução com controle de campo orientado foi estudada utilizando-se diversos tipos de controladores de corrente. Os controladores de corrente estudados foram: controladores com histerese (histerese independente e vetorial) e os controladores discretos (modelo de primeira ordem e corrente-tensão).

A versão mais simples do controlador com histerese emprega três controladores independentes por fase com implementação basicamente analógica. Uma de suas características é que o erro de corrente pode atingir o dobro da banda de histerese em sistemas com o neutro não conectado (admitindo-se que o inversor contém chaves ideais). Neste tipo de controlador, durante certos intervalos de tempo, o inversor opera com elevada frequência de chaveamento caracterizada por um ciclo-limite. Uma versão melhorada é o controlador com histerese vetorial. Este tipo de controlador requer o conhecimento da posição da  $f_{cm}$  e, portanto, é de implementação mais complexa. Os controladores de histerese vetorial foram estudados utilizando uma técnica originalmente proposta para a máquina a ímã permanente e segundo uma nova abordagem que se serve da equação dinâmica própria ao controle em campo orientado.

A principal vantagem dos controladores com histerese independente e vetorial, quando aplicados ao acionamento do motor de indução, é a sua robustez a variações paramétricas.

Enquanto que sua principal desvantagem é a de impor ao inversor uma operação à frequência variável. O desempenho em regime permanente e transitório desses controladores foi considerado satisfatório quando comparado ao desempenho de um sistema com fonte de corrente ideal.

Em contraste com o controlador de corrente com histerese, os controladores discretos possuem a vantagem de manter a frequência de operação do inversor constante na metade da frequência de amostragem. A implementação destes controladores requer uma estrutura tipicamente digital ( $\mu$ P, conversores A/D e D/A, contadores).

Os controladores discretos foram definidos segundo duas estratégias diferentes de acordo com modelo dinâmico de corrente utilizado.

A primeira estratégia foi baseada no modelo dinâmico discreto na forma de uma equação de primeira ordem invariante mais uma fcm a ser compensada. Os controladores discretos propostos nessa estratégia foram estudados no referencial síncrono (fluxo rotórico) e estacionário (estator). O desempenho desses reguladores são semelhantes aos com histerese, com excessão do "ripple" das variáveis que aumenta com a velocidade nos discretos. Sobre esses controladores cabem as seguintes considerações: i) o regulador preditivo não necessita de transformação de coordenadas para as correntes medidas e não introduz defasagem entre as correntes de referência e real; ii) o regulador PI, segundo o referencial de campo, é superior em alta frequência (para a mesma faixa de passagem), na medida que não introduz defasagem entre a corrente de referência e a real, mas necessita da mudança de coordenadas da corrente medida.

A segunda estratégia utilizou o modelo corrente-tensão que envolve apenas as grandezas terminais do motor com parâmetros variáveis com a velocidade. Uma característica desse controlador é que, devido a discretização, os parâmetros dominantes variam pouco com a velocidade, podendo-se utilizar um controlador a parâmetros constantes numa ampla faixa de velocidade. Entretanto, esta faixa de variação na velocidade pode ser reduzida a medida que o período de amostragem aumenta. Esta situação ocorre, por exemplo, quando se deseja manter o erro de corrente dentro de um limite especificado, e conseqüentemente, é necessário a correção dos parâmetros em faixas mais estreitas de velocidade. Esta estratégia, na medida que depende apenas das variáveis terminais do motor, possui a vantagem de possibilitar a identificação dos parâmetros do modelo diretamente (cf. Cap. 3). Um controlador preditivo baseado nesse modelo foi estudado. Os resultados obtidos por simulação mostraram que esse tipo de controlador possui comportamento semelhante aos outros controladores, podendo ser usado em acionamentos que utilizam a técnica em campo orientado.

O desempenho dinâmico do sistema pode ser facilmente avaliado através da matriz de transferência que relaciona a corrente da máquina com a corrente de referência. O diagrama de

Bode (amplitude e fase) e a determinação dos polos e zeros do modelo são usados para prever tanto o comportamento na condição de regime permanente quanto o comportamento dinâmico do controlador de corrente em malha fechada.

Além do exposto acima, foi estudado o efeito do retardo de tempo nas correntes de um motor de indução alimentado por um controlador de corrente com histerese independente. Resultados de simulação e experimentais, indicam fortes distorções nas correntes com o erro de corrente podendo atingir valores superiores ao dobro da banda de histerese. Com o conceito de linhas virtuais de comutação define-se um novo diagrama de chaveamento. Este diagrama constitui um instrumento de análise qualitativa do comportamento do erro de corrente para os controladores com histerese.

## ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO

### 3.1 Introdução

A realização de um sistema de acionamento estático com a máquina assíncrona passa pelo dimensionamento do inversor de tensão e pelo cálculo dos controladores diretos, ou indiretos, de posição, velocidade, fluxo-conjugado, corrente e tensão. Portanto, é necessário o conhecimento dos parâmetros do modelo do motor e dos valores limites de operação das variáveis características (por ex., corrente, tensão, fluxo, potência, velocidade, aceleração). Alguns destes parâmetros e valores limites das variáveis são fornecidos pelo fabricante da máquina.

Entretanto, as informações do fabricante são insuficientes à realização de acionamentos modernos de alto desempenho, como aqueles baseados no princípio de campo orientado. De fato, para o acionamento em campo orientado indireto são necessários dois controladores em cascata: o controlador indireto de fluxo e conjugado e o controlador de corrente. O controle indireto de fluxo e conjugado é fortemente dependente dos parâmetros da máquina, principalmente da constante de tempo rotórica e da indutância cíclica mútua. Os controladores de corrente, como discutido no capítulo II, dependem dos parâmetros da máquina.

A dependência do comportamento dinâmico do motor de indução com os parâmetros do modelo da máquina e a falta de precisão na estimativa dos parâmetros usando métodos convencionais de estimação (ensaios clássicos) tem estimulado uma série de trabalhos visando obter estimativas paramétricas que possam descrever o comportamento do motor tanto em regime permanente como em situações transitórias [BELLINI *et alli* 1976], [CONSOLI *et alli* 1987], [HICKIEWICS *et alli*, 1989]. A forma mais usual para a determinação dos parâmetros do modelo do motor de indução é a utilização dos ensaios clássicos. Entretanto, os valores obtidos não são precisos o suficiente para serem utilizados em programas que simulem o comportamento da máquina ou mesmo no dimensionamento de subsistemas utilizados no acionamento do motor de indução [BELLINI *et alli*, 1976], [SLAMA, 1985]. Uma alternativa para a estimação dos parâmetros da máquina é o uso do método dos mínimos quadrados. Tal método pode ser aplicado tanto na estimação dos parâmetros utilizando as curvas características estáticas (curvas de corrente, potência, fator de potência, conjugado, etc... em função do escorregamento) quanto em



um procedimento de estimação dinâmica (por exemplo, valores medidos de corrente no tempo).

O problema de estimação estática envolve funções não lineares nos parâmetros, sendo, portanto, geralmente de difícil solução. As técnicas mais comuns na solução deste tipo de problema são a linearização das funções em torno do ponto de operação [DRAPER, 1981] ou a transformação das funções não lineares em funções lineares nos parâmetros [BELLINE *et alli*, 1976], [SLAMA, 1985]. A vantagem de tornar o sistema linear nos parâmetros é a certeza de encontrar o mínimo absoluto do funcional objetivo que se deseja otimizar. Entretanto, para atingir este propósito é necessário redefinir as funções envolvidas no processo de estimação. A técnica de linearização da função em torno do ponto de operação resulta, geralmente, na necessidade da inversão de matrizes mal-condicionadas no procedimento de estimação [HICKIEWICZ *et alli*, 1989]. Esta é uma das razões que inviabilizam o emprego do método dos mínimos quadrados no problema de estimação estática envolvendo funções não lineares. Naturalmente, para uma aplicação eficiente do método é necessário recorrer a recursos matemáticos com o objetivo de contornar o problema da inversão de matrizes mal-condicionadas. Um desses recursos é apresentado no trabalho de HICKIEWICZ. Entretanto, nem sempre a forma de contornar este problema é simples, o procedimento de estimação pode se tornar longo e confuso.

Um dos objetivos a serem atingidos neste capítulo é a estimação dos parâmetros do motor de indução utilizando um algoritmo de estimação estática simples que evite a inversão de matrizes mal-condicionadas. O algoritmo de estimação é aplicado a motores de gaiola simples e gaiola dupla. A razão para aplicação do algoritmo a máquina de gaiola dupla é devido a possibilidade de comparação dos resultados do método com aqueles apresentados por HICKIEWICZ, inclusive com os dados contaminados com ruído.

Neste capítulo são estudadas duas técnicas para estimação dos parâmetros da máquina assíncrona. A primeira técnica utiliza a estimação dos parâmetros a partir do modelo de regime permanente, nesse texto denominada simplesmente de estimação estática. A segunda estratégia é a estimação dos parâmetros do modelo dinâmico discreto corrente-tensão, nesse texto denominada de estimação dinâmica.

A estimação estática envolve as equações de regime permanente do circuito equivalente da máquina e requer o emprego de técnicas de estimação não linear. Este capítulo apresenta uma nova abordagem na solução do problema de estimação estática e desenvolvidos dois métodos de estimação recursiva. Estes métodos evitam a inversão de matrizes mal condicionadas utilizando o lema de inversão de matrizes. Além disso, podem ser aplicados tanto na estimação estática quanto na estimação dinâmica, um deles sendo mais apropriado à estimação de parâmetros em tempo real.

Resultados de simulação e experimentais com os métodos de estimação estática são apresentados.

Através da estimação dinâmica, obtêm-se os parâmetros necessários para a implementação do controlador discreto baseado no modelo corrente-tensão (cf. capítulo II). A partir dos parâmetros estimados do modelo corrente-tensão é possível estimar os pólos e, com baixa precisão, alguns parâmetros do modelo elétrico discreto completo do motor, além de alguns parâmetros contínuos.

### 3.2. Estimação estática

Como vimos anteriormente (cf. capítulo II), o comportamento dinâmico de uma máquina assíncrona pode ser avaliado através das equações de Park. Na condição de regime permanente estas equações tomam uma forma algébrica e representam um modelo típico estático para o motor de indução (ver anexo B). É freqüente introduzir neste modelo uma resistência, em paralelo com a indutância de magnetização, para representar as perdas no ferro ( $R_c$  na Fig 3.1). Outras variações do modelo quanto a inclusão ou a retirada de parâmetros podem ser encontradas em trabalhos específicos de estimação dos parâmetros do motor de indução [BROWN, 1975]. Entretanto, a estrutura do modelo sempre permanece a mesma. O comportamento da máquina na condição de regime permanente é perfeitamente caracterizada por meio de curvas nas quais são encontrados aspectos importantes de desempenho do motor, tais como o conjugado máximo, a variação da corrente, da potência e do conjugado em função do escorregamento. Essas curvas são obtidas do modelo da máquina em regime permanente, desde a condição a vazio até a condição a rotor bloqueado, e são funções não lineares dos parâmetros do modelo. Naturalmente, é possível traçar estas curvas características medindo as grandezas referentes a cada curva. No entanto, apenas as informações obtidas por intermédio destas curvas não são suficientes para prever completamente o comportamento dinâmico das variáveis da máquina, sendo necessário o conhecimento dos parâmetros do modelo. Uma forma de estimação dos parâmetros da máquina é através da estimação estática tendo como fonte de dados as curvas características estáticas. Tal procedimento de estimação é geometricamente equivalente ao problema de ajustar uma curva a um conjunto de  $N$  pontos dispersos (Fig 3.2) e é não linear devido a natureza das funções envolvidas no processo de estimação. As quantidades  $y_u$ , na Fig 3.2, representam os valores medidos da grandeza associada à curva e podem ser expressos da seguinte forma:

$$y_u = f(s_u, \theta_R) + \mu_u \quad (3.1)$$

onde  $\mu_u$  é uma variável aleatória originada de uma fonte de ruído (ruído de medição), geralmente considerada como um ruído gaussiano. A função  $f(s_u, \theta_R)$  representa a curva exata calculada com o vetor paramétrico real da máquina  $\theta_R$  [ $\theta_R = (\theta_{R1}, \theta_{R2}, \dots, \theta_{Rp})$ ] em cada valor da variável independente "s" (escorregamento).

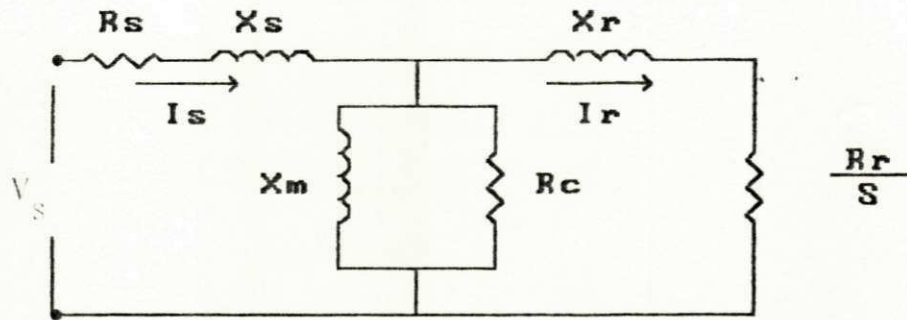


Fig 3.1 Circuito equivalente padrão para o motor de indução

De um modo geral, o vetor paramétrico  $\theta_R$  não é conhecido e conseqüentemente o problema de estimação é encontrar um vetor paramétrico  $\hat{\theta}$  de maneira que a função  $f(s_u, \hat{\theta})$  se ajuste aos pontos  $y_u$  (fontes de dados) segundo um critério pré-estabelecido. Normalmente, o critério utilizado é a minimização da soma do erro médio quadrático por uma escolha do vetor paramétrico  $\theta$  (eq 3.2).

$$\text{Min}_{\theta \in \Omega} J(\theta) = \sum_{u=1}^N (y_u - f(s_u, \hat{\theta}))^2 \quad (3.2)$$

onde:

$J(\theta)$  - Função custo definida pela soma dos quadrados da diferença entre os dados medidos experimentalmente e os valores calculados.

$\Omega$  - Espaço de dimensão p dos vetores paramétricos. O valor de p depende do número de parâmetros a serem estimados.

$y_u$  - Valores medidos de curva característica .

$f(s, \theta)$  - Função não-linear do escorregamento e parâmetros.

$\theta$  - Vetor paramétrico  $[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p]^T$ .

s - Escorregamento.

N - Número total de pontos obtidos experimentalmente do vetor de dados ( $y_u$ ).

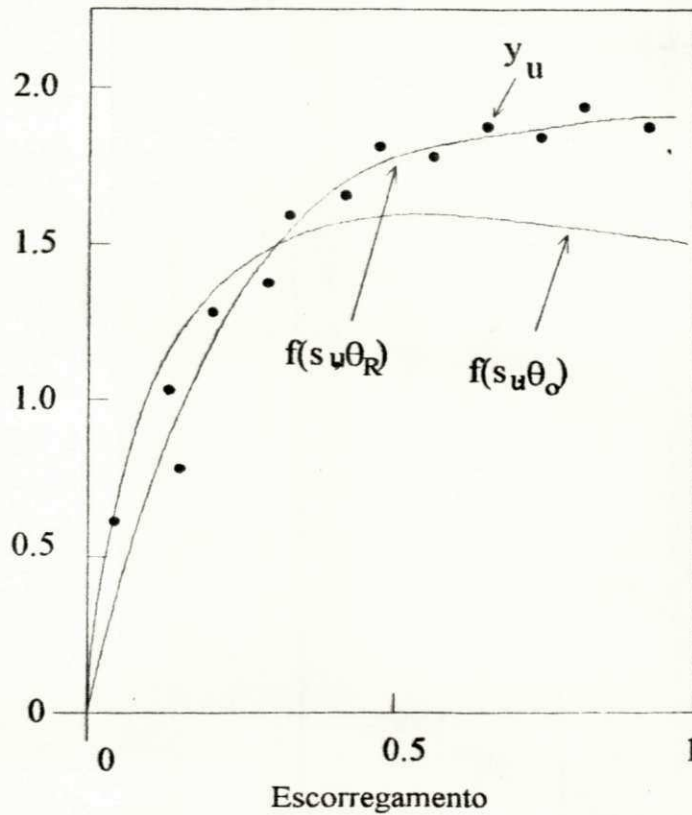


Fig 3.2 Representação do ajustamento de uma função aos pontos  $y_u$ .

Com o critério definido por 3.2 a solução  $\hat{\theta}$  deve satisfazer a "p" equações normais da forma:

$$\sum_{u=1}^N (y_u - f(s_u, \hat{\theta})) \left[ \frac{\partial f(s_u, \theta)}{\partial \theta_i} \Big|_{\theta = \hat{\theta}} \right] = 0 \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (3.3)$$

A quantidade entre os colchetes, é a derivada da função  $f(s_u, \theta)$  com respeito a cada  $\theta_i$ , com todos os  $\theta$ 's substituídos pelos valores  $\hat{\theta}$  's correspondentes.

Observa-se que as derivadas parciais dependem dos parâmetros e o problema geralmente é de difícil solução. Uma forma de resolvê-lo é através de métodos iterativos de programação não-linear.

No espaço  $p$ -dimensional dos parâmetros  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$ , a função  $J(\theta)$  pode ser representada pelo contorno de uma superfície. Se o modelo é linear em  $\theta$ , os contornos são elipsoides e possuem um único mínimo local (que também é um mínimo global) localizado no ponto  $\hat{\theta}$ . Se o modelo é não linear, os contornos são irregulares podendo apresentar vários mínimos locais e mais de um mínimo global.

Uma técnica para a solução do problema em 3.3, é a expansão da função em série de Taylor em torno de um ponto inicial  $\theta_0$ , truncando a série no termo de primeira derivada, isto é:

$$f(s, \theta) = f(s, \theta_0) + \sum_{i=1}^p \left. \frac{\partial f(s_i, \theta)}{\partial \theta_i} \right|_{\theta = \theta_0} (\theta_i - \theta_{i0}) \quad (3.4)$$

Este processo, também conhecido como o método da linearização, transforma o procedimento de estimação em um algoritmo de regressão linear iterativo, cuja solução é dada na eq. (3.5).

$$D\theta = \left( \sum_{i=1}^N G_{0i} G_{0i}^T \right)^{-1} \cdot \left[ \sum_{i=1}^N (h_{0i} G_{0i}) \right] \quad (3.5)$$

onde,

$$D\theta = \theta - \theta_0$$

$$G_{0i} = [\partial f(s_i, \theta_0) / \partial \theta_1, \dots, \partial f(s_i, \theta_0) / \partial \theta_p]^T$$

$$h_{0i} = y_i - f(s_i, \theta_0)$$

$N$  - Número total de pontos.

$p$  - A dimensão do vetor paramétrico.

$\partial f(s_i, \theta_0) / \partial \theta_i$  - Derivada parcial.

Cada valor estimado  $\theta$  torna-se o vetor inicial para cada nova iteração. O processo iterativo é continuado até que o critério de convergência seja satisfeito (o erro entre cada parâmetro da iteração atual e da anterior seja menor que 0.01%).

Baseado nas hipóteses de que a eq.(3.4) é satisfeita na  $i$ -ésima iteração e que o ruído é gaussiano de média nula, verifica-se, através da eq.(3.6), que o estimador é não tendencioso.

$$\hat{\theta}_{I+1} = \theta_R + \sum_{i=1}^N (G_{li} G_{li}^T)^{-1} \left[ \sum_{i=1}^N (\mu_i G_{li}) \right] \quad (3.6)$$

Observa-se da eq.(3.6) que as componentes de  $\theta_{I+1}$  podem, quase que certamente, ser diferentes dos valores das componentes do vetor  $\theta_R$  (vetor paramétrico real). Portanto, não se pode afirmar que  $\theta_R$  seja precisamente igual a  $\hat{\theta}_{I+1}$ . Uma melhor representação da estimativa do vetor  $\theta_R$  é estabelecida se, para cada componente do vetor paramétrico estimado, for calculado um intervalo de confiança.

Do ponto de vista teórico este método sempre converge, mas na prática é comum ocorrerem os seguintes problemas [DRAPER, 1981]:

- 1 - A convergência pode ser muito lenta.
- 2 - O valor estimado de  $\theta$  pode oscilar em torno do ponto de operação e nunca atingir a solução.
- 3 - O processo pode não convergir para o valor desejado ou mesmo divergir no sentido que  $J(\theta)$  sempre aumente a cada nova iteração.

Uma grandeza importante para o algoritmo em questão é o valor inicial do parâmetro  $\theta_0$ . Um valor inicial adequado poderá garantir que o processo iterativo convirja para a solução rapidamente. Devido a possibilidade de vários mínimos locais, uma pobre condição inicial poderá conduzir o valor final para um ponto estacionário indesejado, principalmente no sentido de ser fisicamente impossível além de não fornecer o mínimo valor de  $J(\theta)$ .

Uma breve revisão dos procedimentos de estimação salientando as suas dificuldades e limitações será apresentada em seguida. Estes procedimentos servirão como ponto de comparação para os processos de estimação estática propostos neste trabalho.

Frequentemente, a medição dos parâmetros do modelo da máquina é realizada através dos ensaios de rotor bloqueado (escorregamento unitário,  $s = 1$ ) e velocidade síncrona ( $s = 0$ ), conhecidos como ensaios clássicos. Nestes ensaios, são medidas a corrente de estator, a tensão e a potência de entrada. A resistência de estator ( $R_s$ ) é obtida diretamente pela medição com um ohmímetro. Um modelo com uma estrutura em T padrão (Fig. 3.1) é empregado para representar

a máquina. Desse modelo são geradas as expressões que relacionam os parâmetros com as grandezas medidas. Essas expressões são não lineares, sua solução sendo obtida através de um método iterativo.

Os parâmetros determinados com este método destinam-se basicamente ao traçado das curvas características de desempenho. Entretanto, as curvas características de desempenho traçadas com estes parâmetros não correspondem satisfatoriamente com as curvas características traçadas com os dados resultantes das medições [BELLINI, 1976], [ANSUJ *et alli*, 1989].

Justamente esta diferença entre as curvas calculadas e as curvas experimentais, tem estimulado vários trabalhos [BELLINI *et alli*, 1976], [ANSUJ *et alli*, 1989], [BROWN, 1975] no sentido de obter estimativas paramétricas mais confiáveis que possam ser usadas na análise da máquina tanto em regime permanente como em condições transitórias.

\* Um método mais preciso que o apresentado anteriormente é proposto por [BROWN, 1975]. O método é aplicado na determinação dos parâmetros de um motor de indução trifásico e tem como ferramenta principal, na determinação dos parâmetros, a medição da impedância total por fase. Ao contrário do método anterior, são usados vários valores de escorregamento no procedimento de estimação com o objetivo de detetar a influência da frequência nos parâmetros do rotor. O modelo usado pelo autor é mostrado na Fig. 3.3. Neste modelo, os parâmetros do rotor variam com o escorregamento (o autor representa a dependência dos parâmetros com o escorregamento através do índice "S", ex.,  $X_{2s}$ ).

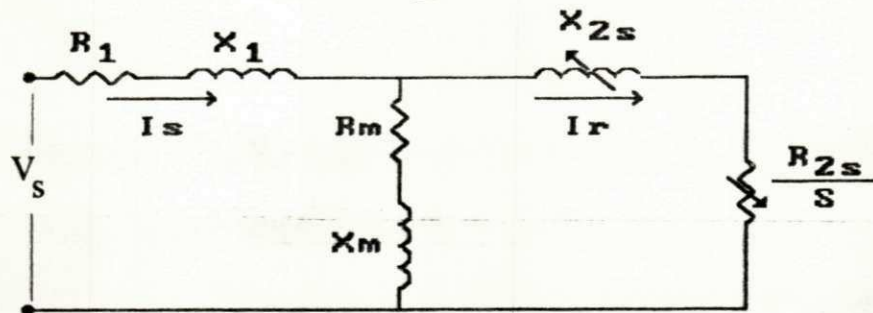


Fig. 3.3 Circuito equivalente do motor de indução em regime permanente (modelo que inclui variações nos parâmetros do rotor).

Na estimação dos parâmetros são impostas as seguintes condições:

1- As reatâncias de dispersão do estator e rotor são iguais na frequência da alimentação (rotor bloqueado). Esta condição é uma imposição necessária para a solução das equações envolvidas no processo de estimação.

2- Determinação da resistência estatórica com rotor removido.

3- Medição da impedância total por fase desde rotor bloqueado até plena carga em diversos pontos, aplicando um valor de tensão que evita o excesso de temperatura e saturação. O objetivo é identificar a variação dos parâmetros no rotor apenas em consequência do efeito pelicular.

No método desenvolvido por BROWN, admite-se que  $R_1$ ,  $X_1$ ,  $R_m$  e  $X_m$  são constantes para todos os valores do escorregamento ("s"). O valor de  $R_1$  é medido diretamente. Através da impedância por fase na velocidade síncrona ( $R_{s0} + j X_{s0}$ ) obtém-se  $R_m$  e também  $X_m = X_{s0} - X_1 = X_{s0} - X_{2s1}$  ( $X_{s0}$  reatância por fase para escorregamento nulo,  $X_{2s1}$  reatância secundária com rotor bloqueado). Os parâmetros do rotor considerados como incógnitas são determinados através das seguintes equações:

$$A.R_{2s}^2 + B.R_{2s} + C.X_{2s}^2 + D.X_{2s} + E = 0 \quad (3.7a)$$

$$F.R_{2s}^2 + G.R_{2s} + H.X_{2s}^2 + I.X_{2s} + J = 0 \quad (3.7b)$$

onde,  $R_{2s}$  e  $X_{2s}$  são os parâmetros do rotor para cada ponto específico "s". Os coeficientes A-J dependem dos parâmetros considerados como constantes e da impedância total da máquina em cada ponto.

As equações 3.7a,b são não-lineares com duas incógnitas,  $R_{2s}$  e  $X_{2s}$ , e os coeficientes contêm os valores não conhecidos de  $X_m$  e  $X_1$ , mas para o caso específico  $s = 1$  estes valores podem ser substituídos por  $X_{s0} - X_{2s1}$  e  $X_{2s1}$ , respectivamente.

Neste caso, as equações possuem apenas as duas incógnitas desejadas. O procedimento para solução dessas duas equações é baseado no método de Newton-Raphson, e após a solução para  $s = 1$  todos os outros casos são solucionados.

Dois fatores importantes são colocados pelo autor. O primeiro é que o valor de  $R_m$  pode ser muito incorreto se as medidas não forem feitas exatamente na velocidade síncrona ( $s=0$ ), e o segundo fator é que as curvas características de corrente e potência são insensíveis a erros grosseiros de  $R_m$  (grandes variações em  $R_m$ , 50%, não provocam variações similares no cálculo da potência e da corrente, podendo até ser desprezadas).

Em seu artigo, BROWN demonstra através de seus resultados que a curva de conjugado não é apropriada para servir como um veículo de confirmação da qualidade do método, pois, o traçado da curva de conjugado através dos parâmetros pode diferir consideravelmente dos valores medidos.



No método apresentado por BROWN, são introduzidos alguns novos aspectos visando uma melhor confiabilidade dos resultados obtidos, como por exemplo, a variação dos parâmetros com a frequência e uma maior quantidade de pontos para a estimação dos parâmetros. Por outro lado, são impostas duas condições para que seja possível a solução das equações. Uma das condições estabelece que, com o rotor bloqueado, a indutância de dispersão do estator seja igual a indutância de dispersão do rotor. A outra é manter os parâmetros do estator e os parâmetros da malha de magnetização e perdas no ferro constantes. Naturalmente, estas restrições associam o motor de indução a um modelo bem definido que pode se afastar do comportamento real dos dados de laboratório (p. ex., a curva de conjugado mencionada anteriormente). Conseqüentemente, o método não garante que as curvas características, traçadas com os parâmetros estimados, possam servir para a caracterização da máquina. Além disso, na abordagem descrita pelo autor, os efeitos de ruído de medição e perturbações de outra natureza, que alteraram os resultados, não são considerados.

Ambos os métodos, descritos anteriormente, usam as curvas características estáticas como meio de verificação da confiabilidade de seus resultados. Entretanto, nenhum dos dois métodos utiliza efetivamente os dados provenientes dessas curvas, na determinação dos parâmetros. Uma evolução nesse sentido é apresentada em BELLINI (1976). No seu trabalho, é proposto um método de estimação usando as curvas características de desempenho em regime permanente. Os parâmetros obtidos da estimação, destinam-se ao estudo do comportamento da máquina em um dado sistema de acionamento através de simulação. As fontes de dados (curvas características estáticas) estão limitadas na região definida pela operação na condição a vazio ao escorregamento correspondente ao conjugado máximo. Nestas condições, é possível obter uma correspondência satisfatória do comportamento dinâmico, se nesta mesma região de funcionamento, os parâmetros da máquina são determinados assegurando-se uma boa semelhança das curvas características estáticas de conjugado e corrente obtidos com dados empíricos e calculados. O problema de estimação é encontrar os parâmetros que minimizem a soma dos quadrados dos erros entre os valores atuais de conjugado e corrente e os valores calculados. Os resultados da estimação devem satisfazer a condição que estes parâmetros representem uma máquina real (os parâmetros são todos positivos). Este problema de otimização estática possui a seguinte representação matemática:

$$\text{Min}_{A_1, A_2, A_3, B_1, B_2} \sum_i^n f_i(w_i, A_1, A_2, A_3, B_1, B_2) \quad (3.8a)$$

$$O(w_i) = 1 + A_2 \cdot w_i + A_3 \cdot w_i^2$$

$$f_i(\cdot) = \varphi(w_i) \{ [C_e(w_i) - A_1 w_i / O(w_i)]^2 + [i_s(w_i) - (\sqrt{(B_1 + B_2 W_i^2)} / O(w_i))]^2 \} \quad (3.8b)$$

$$h(A_1, A_2, A_3, B_1, B_2) = 0. \quad (3.8c)$$

$$A_1 > 0, A_2 > 0, A_3 > 0, B_1 > 0, B_2 > 0$$

$w_i$  = frequências das correntes rotóricas

Este problema de minimização pode ser resolvido usando-se as técnicas gerais de programação não-linear. Como a diferença entre os valores medidos e calculados das curvas características estáticas são não lineares nos parâmetros, torna-se difícil encontrar um mínimo global. Para superar tal obstáculo, garantindo a existência de um mínimo absoluto, BELLINI propõe uma modificação na estrutura do problema tornando a função erro linear nos parâmetros. Este recurso de linearização nos parâmetros da função erro é usado para garantir a existência de uma única solução do problema. Entretanto, ele dificulta a análise, do erro, do ponto de vista estatístico que envolve a grandeza original, pois os erros de medição transformados, conjuntamente com a grandeza original não são mais aditivos. Nos testes experimentais, procura-se evitar a saturação da máquina para garantir uma correspondência entre os valores experimentais e valores calculados através do modelo tanto em regime permanente como em situações transitórias. Uma limitação do algoritmo proposto é a necessidade da hipótese que as indutâncias de dispersão de estator e rotor sejam idênticas. Esta condição é necessária para assegurar a obtenção dos parâmetros originais da máquina através dos parâmetros auxiliares  $A_1, A_2, A_3, B_1$ , e  $B_2$ . Segundo o autor, com apenas seis pontos das curvas características dentro do intervalo apropriado ( $s = 0$  à  $s = s_{tmax}$ ) os resultados são bastantes satisfatórios. A semelhança entre as curvas medidas e calculadas com os parâmetros provenientes da estimação, além da semelhança das formas de ondas calculadas e experimentais nos testes transitórios, são suficientes para confirmar o procedimento proposto.

Semelhantemente ao caso anterior, embora usando vários pontos de curvas características estáticas, [HICKIEWICZ *et alli*, 1989] propõe várias técnicas de estimação paramétrica para o motor de indução usando um modelo de gaiola dupla (Fig. 3.4). Estas técnicas são baseados na estimação não-linear usando o critério dos mínimos quadrados. As fontes de dados são as curvas características de conjugado, corrente estática e a potência ativa de entrada, cujos valores medidos são considerados como sendo o valor calculado mais um erro de medição, dentro do intervalo de  $s = 0$  até  $s = 1$ .

\* No método proposto por HICKIEWICZ, admite-se que os parâmetros  $R_s$  e  $X_m$  são conhecidos. A escolha dos parâmetros conhecidos, baseia-se nos parâmetros cujos valores possam ser calculados, através dos métodos clássicos, sem erros significativos. Os parâmetros estimados são:  $R_{r1}$ ,  $R_{r2}$ ,  $X_{\sigma r1}$ ,  $X_{\sigma r2}$  e  $X_{\sigma s}$ . Todos estes parâmetros são iniciados no algoritmo de estimação com o valor nulo. Os parâmetros conhecidos são mantidos constantes durante todo o procedimento de estimação.

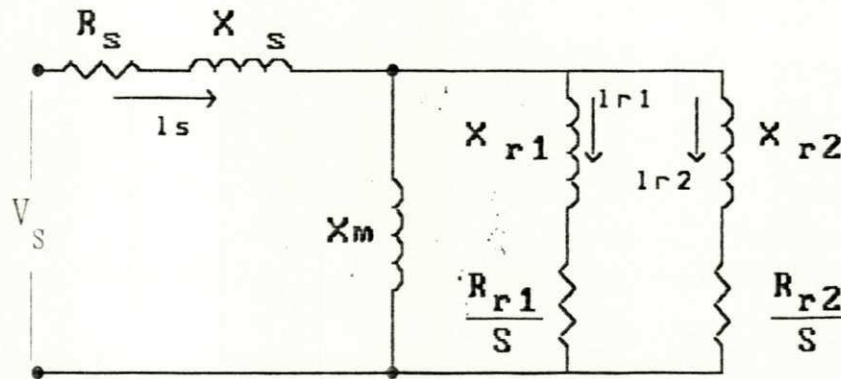


Fig. 3.4 Circuitos equivalentes do motor de indução Gaiola dupla.

Com as equações de corrente e potência linearizadas nas vizinhanças de um dado ponto de operação, o problema de estimação envolve a inversão de uma matriz que, frequentemente na prática, é mal-condicionada. Para superar estes problemas de mal-condicionamento, é utilizado um método de inversão de matrizes apoiado na técnica de pivotamento de Gauss-Jordan. Segundo o autor este método aplicado a um processo iterativo de regressão evita o problema de mal condicionamento. Com a técnica de pivotamento e limitando os parâmetros dentro de um intervalo específico ( $\tau_i < \theta_i < \beta_i$   $i = 1, 2, 3 \dots p$ ) é estabelecido um algoritmo que corrige o valor do parâmetro inicial a cada nova iteração por um valor de  $D\theta_i$ .

Naturalmente, conhecendo-se as grandezas medidas  $y_i$  de uma dada função  $f(s, \theta)$  e o vetor paramétrico inicial  $\theta_0$ , o algoritmo proposto pelo autor segue os seguintes passos:

1- Determina-se uma matriz quadrada  $A$  de dimensão  $d \times d$  ( $d = p+1$ ) formada pelos elementos  $a_{ij}$  (matriz mal-condicionada característica do próprio sistema) de dimensão  $p \times p$ ; os elementos  $a_{id} = a_{di}$  são dados pela soma da multiplicação dos erros por  $f(s, \theta)$  para vários valores de "s", e o elemento  $a_{dd}$  igual ao erro definido no passo 5.

2- Calculam-se os elementos da matriz  $\tilde{a}_{ij}$  pelo método de pivotamento de Gauss-Jordan aplicado à matriz  $A$ .

3- Determina-se o fator de correção de cada parâmetro  $D\theta_i$

$$D\theta_i = \begin{cases} \tilde{a}_{id} & \text{- Se a matriz puder ser pivotada com} \\ & \text{respeito aos elementos da diagonal.} \\ 0 & \text{- Em caso contrário} \end{cases}$$

4 - Determina-se o valor máximo de  $\alpha < 1$ , tal que  $\tau_i < \theta_i + \alpha D\theta_i < \beta_i$

5 - Encontra-se o valor do erro, definido por:

$$\varepsilon = \frac{\sum_{i=1}^n |y_i - f_i|}{\sum_{i=1}^n y_i} \cdot 100\% \quad n - \text{número total de pontos}$$

6 - O processo é interrompido quando o erro é menor que um valor especificado ou quando os valores dos parâmetros estimados na iteração seguinte não sofrem alterações significativas.

Inicialmente, o método é aplicado para cada curva separadamente. Com os parâmetros estimados de uma dada curva, é possível reproduzir os valores experimentais referentes a essa curva com pequeno erro (erro menor que 1%). Entretanto, poderão haver erros grosseiros quando esses parâmetros são usados para gerar outras curvas. Melhores resultados são obtidos com as curvas de conjugado e potência. Com a curva de corrente, os erros são inaceitáveis. Para contornar este problema, o autor propõe a aplicação do método usando várias curvas simultaneamente, em duas versões; a estimação serial e a estimação paralela. A definição dessas versões é dada segundo o arranjo do vetor de dados, provenientes das curvas características estáticas. Alguns resultados com os métodos multidimensionais (serial e paralelo) são apresentados no artigo. É possível verificar uma razoável diferença entre os valores estimados,

particularmente para a máquina de dupla gaiola, com relação ao parâmetro  $x_{OT1}$  quando a estimação é do tipo serial. Segundo o autor, os métodos multidimensionais permitem determinar os parâmetros do modelo matemático através das curvas características de corrente, conjugado e potência.

Tanto no trabalho de BELLINI quanto naquele apresentado por HICKIEWICZ o critério usado na minimização dos erros, entre os dados e as curvas características correspondente, é o mesmo. Em BELLINI, a quantidade de pontos empregados no processo (seis pontos por curvas) é pequeno e nenhuma consideração é feita sobre a influência dos ruídos e perturbações. No modelo utilizado é imposta a condição de que a indutância de dispersão do estator é idêntica a do rotor. Isto limita o modelo da máquina a uma classe mais restrita. No trabalho de HICKIEWICZ, os parâmetros são calculados com base num valor empírico ( $\alpha$ ). Quando são introduzidas novas fontes de dados, o algoritmo de estimação é ajustado para se adaptar a esta nova situação. Para este caso, duas novas técnicas são criadas, isto é, a estimação serial e paralela. Os passos do procedimento de estimação sequencial são basicamente aqueles apresentados anteriormente, mas no procedimento da estimação paralela são incluídos novos passos, para a correção do vetor resultante, com a soma ponderada dos acréscimos de cada fator de correção paramétrico. Cada fator de ponderação é normalizado e depende de um coeficiente  $\eta$  que pode assumir valores de 0 a 3. Nenhum comentário é feito no artigo que justifique o porquê de como esses fatores de ponderação são calculados.

Observe-se que nos procedimentos de estimação comentados anteriormente, sempre existem condições que limitam o modelo da máquina e em todos os casos são incluídas dificuldades operacionais à realização no levantamento dos dados de entrada para o algoritmo, por exemplo, a medição da resistência do estator com o rotor removido e a medição do conjugado. Neste trabalho são propostos dois procedimentos de estimação estática ( método global e o método modificado) que contornam o problema da inversão de matrizes mal condicionadas sem recorrer a procedimentos empíricos e evitam as limitações impostas ao modelo. Além disso procura-se utilizar fontes de dados (curvas características estáticas) tais que as grandezas referentes a estas curvas sejam de fácil medição. Estes procedimentos se apoiam no método de estimação recursiva utilizando o critério dos mínimos quadrados. Este método é apresentado em duas versões, uma colocada sob a forma padrão e a outra é uma estrutura modificada. Na versão modificada não existe nenhum procedimento para a inversão de matrizes no algoritmo de estimação e este procedimento é facilmente estendido à estimação dinâmica encaixando-se perfeitamente à estimação de parâmetros de um controlador de corrente numa operação em tempo real. Pois, o tempo de cálculo do algoritmo é constante independente do número de fontes de dados usadas no processo de estimação. Este processo é melhor

compreendido através do seguinte exemplo: A estimação dos parâmetros de um controlador de corrente é realizada através de um algoritmo recursivo executado em um microcomputador operando em tempo real. Em particular, o tempo de cálculo para execução desse algoritmo é proporcional a quantidade de fontes de dados utilizadas no processo de estimação. Admitindo que o algoritmo de estimação utilize apenas uma única fonte de dados (p. ex. a corrente  $i_q$  gerada na transformação bifásica da máquina) e que o período de amostragem (tempo de execução de todas as tarefas envolvidas no processo de estimação) está no limite do valor permitido. Entretanto, se são necessárias outras fontes de dados para a estimação dos parâmetros, o algoritmo em questão torna-se inviável. Com a nova estrutura do método modificado este problema é facilmente contornado, pois o tempo gasto na execução do algoritmo permanece o mesmo para qualquer número de fonte de dados usadas no processo de estimação.

### 3.3 Estimação seqüencial - Método global

A solução do problema de estimação, obtida através da eq.(3.5), requer a inversão de uma matriz de dimensão  $p \times p$ , geralmente, mal-condicionada. Para evitar a inversão dessa matriz recorre-se ao método dos mínimos quadrados seqüencial [GRAUPE, 1972].

Para uma única fonte de dados (dados referentes a uma única curva característica estática, por exemplo, a potência de entrada) o algoritmo de estimação seqüencial é da seguinte forma:

$$\hat{\theta}_r = \theta_{r-1} + P_r G_r (h_r - G_r^T D \theta_{r-1}) \quad (3.9)$$

$$P_r = P_{r-1} - \frac{P_{r-1} G_r G_r^T P_{r-1}}{1 + G_r^T P_{r-1} G_r} \quad (3.10)$$

$$P_r^{-1} = \sum_{i=1}^r G_i G_i^T \quad (3.11)$$

$$G_r^T = (\partial f(s_r, \theta_0) / \partial \theta_1, \partial f(s_r, \theta_0) / \partial \theta_2, \dots, \partial f(s_r, \theta_0) / \partial \theta_i)$$

$$D \theta_{r-1} = [(\theta_{1r-1} - \theta_{10}), \dots, (\theta_{pr-1} - \theta_{p0})]$$

$\partial f(s_r, \theta_0) / \partial \theta_i$  - Representa a derivada da função na  $r$ -ésima observação avaliada com os parâmetros da última iteração (parâmetros iniciais).

Da eq.(3.10), observa-se que o cálculo de  $P_r$  não inclui a inversão de nenhuma matriz. Quando são consideradas outras fontes de dados, a expressão escalar  $1+G_r^T P_{r-1} G_r$  passa a ser uma matriz do tipo  $I+G_r^T P_{r-1} G_r$  de dimensão igual ao número de fontes de dados usadas no processo de estimação. Neste caso, a matriz  $G$  é dada por:

$$G_r^T = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1(s_r, \theta_0)}{\partial \theta_1} & \frac{\partial f_1(s_r, \theta_0)}{\partial \theta_2} & \dots & \frac{\partial f_1(s_r, \theta_0)}{\partial \theta_p} \\ \frac{\partial f_2(s_r, \theta_0)}{\partial \theta_1} & \frac{\partial f_2(s_r, \theta_0)}{\partial \theta_2} & \dots & \frac{\partial f_2(s_r, \theta_0)}{\partial \theta_p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_v(s_r, \theta_0)}{\partial \theta_1} & \frac{\partial f_v(s_r, \theta_0)}{\partial \theta_2} & \dots & \frac{\partial f_v(s_r, \theta_0)}{\partial \theta_p} \end{pmatrix}$$

com,

$$f_j(s_r, \theta_0), \quad j = 1, \dots, v - \text{Curvas usadas no algoritmo de estimação.}$$

$I$  - Matriz identidade de dimensão  $v \times v$ .

Para várias fontes de dados, o desenvolvimento do algoritmo de estimação por meio das equações (3.9) e (3.10) requer o cálculo simultâneo de todas as derivadas das funções envolvidas, isto, para a formação da matriz  $G$  no  $r$ -ésimo ponto e a inversão da matriz  $I+G_r^T P_{r-1} G_r$ .

### 3.4 Estimação sequencial - Método modificado.

Reformulando o procedimento de cálculo da matriz  $P_r$ , é possível utilizar apenas expressões do tipo  $1+G_r^T P_{r-1} G_r$ , evitando-se a inversão de uma matriz no algoritmo de estimação. Esta versão do algoritmo de estimação é designada de método modificado para a estimação estática sequencial.

A estrutura do método modificado é semelhante aquela na qual é usada apenas uma única fonte de dados. No método modificado, após o último ponto referente a uma das curvas, o processo é continuado, com os valores referentes à fonte de dados subsequente (cálculo das matrizes  $G$  e  $P$  e do erro  $h$ ). Desta forma, o algoritmo de estimação é apresentado como segue:

$$\hat{\theta}_u = \theta_{u-1} + P_u G_u (h_u - G_u^T D \theta_{u-1}) \quad (3.12)$$

$$P_u = P_{u-1} - \frac{P_{u-1} G_u G_u^T P_{u-1}}{1 + G_u^T P_{u-1} G_u} \tag{3.13}$$

$$h_u = y_{ju} - f_j(s_u, \theta_0) \tag{3.14}$$

$$G_u^T = (\partial f_j(s_u, \theta_0) / \partial \theta_1, \partial f_j(s_u, \theta_0) / \partial \theta_2, \dots, \partial f_j(s_u, \theta_0) / \partial \theta_n)$$

$$u = r - (j-1)*N$$

$$=$$

j	1 para 1 < r <= N
	2 para N < r <= 2N
	3 para 2N < r <= 3N
	.....
	.....

$$r = 1, 2, 3, \dots, N, N+1, \dots, 2N$$

É possível mostrar que tanto o método global quanto o método modificado são obtidos pela solução do problema:

$$\text{Min}_{\theta \in \Omega} j(\theta) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^v (y_{ji} - f_j(s_i, \theta_0))^2 \tag{3.15}$$

Esta demonstração é apresentada no anexo D

### 3.5 Resultados de estimação.

Resultados de simulação com o método modificado, para uma máquina de indução de dupla gaiola são apresentados. Também, resultados de estimação, com dados simulados e experimentais, usando o método seqüencial são apresentados nas duas versões. Esses dados experimentais (corrente, potência e fator de potência) são obtidos de um motor com rotor bobinado.

#### 3.5.1 Estimação dos parâmetros - máquina de dupla gaiola (simulação)

Numa primeira fase o método de estimação modificado foi utilizado para estimar os parâmetros do motor de indução de dupla gaiola apresentado em HICKIEWICZ (1989). O modelo do circuito equivalente utilizado é mostrado na figura 3.4.

O vetor paramétrico, dado por  $[R_{r1} \ R_{r2} \ X_{\sigma r1} \ X_{\sigma r2} \ X_{\sigma s} \ R_s \ X_m]^T$ , é iniciado com os valores dos parâmetros supostamente obtidos através dos ensaios clássicos. Os dados experimentais (valores simulados) da curva característica estática são utilizados para corrigir o



vetor paramétrico no sentido de minimizar o erro de estimação pelo critério dos mínimos quadrados.

As curvas de corrente e potência são as principais fontes de dados para os resultados aqui apresentados. Estas curvas são geradas através das equações 3.16a,b. Os dados assim obtidos são contaminados com ruído gaussiano simulando as possíveis fontes de erro.

$$I(s,\theta) = U_s [(C^2 + D^2)/(A^2 + B^2)]^{1/2} \quad (3.16a)$$

$$P(s,\theta) = 3 U_s^2 (AC - BD)/(A^2 + B^2) \quad (3.16b)$$

$$Te(s,\theta) = 3 U_s^2 (p/w_0) R_r/(A^2 + B^2) \quad (3.16c)$$

onde,

$$R_r = \frac{R_{r1}R_{r2}(R_{r1} + R_{r2}) + (R_{r1}X_{\sigma r2}^2 + R_{r2}X_{\sigma r1}^2)s^2}{(R_{r1} + R_{r2})^2 + (X_{\sigma r2} + X_{\sigma r1})^2} \quad (3.17)$$

$$X_{\sigma r} = \frac{X_{\sigma r1}X_{\sigma r2}(X_{\sigma r1} + X_{\sigma r2})s^2 + (R_{r1}^2X_{\sigma r2} + R_{r2}^2X_{\sigma r1})}{(R_{r1} + R_{r2})^2 + (X_{\sigma r2} + X_{\sigma r1})^2s^2} \quad (3.18)$$

$$C = 1 + (X_{\sigma r}/X_m)$$

$$D = R_r/(s X_m)$$

$$E = 1 + (X_{\sigma s}/X_m)$$

$$A = R_s C + (R_r/s)E$$

$$B = X_{\sigma s} + X_{\sigma r}E - R_s D$$

A Fig. 3.5 mostra a curva de corrente como sendo a única fonte de dados para o algoritmo de estimação. Os resultados da simulação para dois valores iniciais de  $\theta_0$  são mostradas na Fig. 3.6. Nesta simulação todos os parâmetros são considerados desconhecidos.

Na Fig. 3.7 é mostrado o resultado da simulação para os mesmos valores iniciais de  $\theta_0$  da simulação anterior com a condição que, os parâmetros  $R_s$  e  $X_m$  são conhecidos a priori e não variam durante o processo de estimação.

Na Fig. 3.8 são apresentados os resultados de simulação para os dados das curvas de corrente e potência. Nesta simulação todos os parâmetros são considerados desconhecidos.

Os resultados obtidos utilizando  $I(s)$  como única fonte de dados do algoritmo de estimação e admitindo-se que todos os parâmetros são desconhecidos não são satisfatórios, pois as curvas de potência e conjugado se afastam bastante dos seus valores reais. Entretanto, admitindo que  $R_s$  e  $X_m$  são valores conhecidos, e iguais aos valores verdadeiros, pode-se utilizar um vetor paramétrico de dimensão reduzida e nesse caso, obtém-se bons resultados. Todavia é interessante incorporar  $R_s$  e  $X_m$  ao vetor paramétrico pois isto reduz a quantidade de informação "a priori" necessária à execução do algoritmo. Nesse caso, para se ter bons resultados, é necessário ampliar o vetor de dados incluindo medições de outras grandezas significativas. Os resultados (Fig. 3.8) se apresentam de forma satisfatória, visto que as curvas de corrente ( $I_s(s,\theta)$ ), potência ( $P(s,\theta)$ ) e conjugado ( $T_e(s,\theta)$ ) traçadas com os valores estimados concordam de forma satisfatória com as curvas exatas.

### 3.5.2 Estimação estática - máquina de gaiola simples (simulação)

Para avaliar o comportamento dos algoritmos de estimação, com o modelo de gaiola simples, foi realizada uma simulação digital, onde os dados de entrada são gerados por meio das equações (3.16a,b) e (3.19) com os valores de A a D calculados em (3.20) a (3.23). Estas equações representam a corrente, a potência de entrada e o fator de potência. O critério para escolha dessas funções considera apenas a facilidade de medição das grandezas relativas a cada curva. As curvas características reais são obtidas através do vetor paramétrico  $\theta_R$  (vetor real). Estas curvas servem de comparação para as curvas obtidas com o vetor paramétrico estimado. O vetor paramétrico inicial para o processo de estimação é representado por  $\theta_0$ . Os valores de cada vetor são:

$$\begin{aligned}\theta_0 &= [0.197, 0.441, 0.441, 0.370, 4.658, 325.993] \\ \theta_R &= [0.255, 0.777, 0.0046, 0.278, 3.468, 326.000]\end{aligned}$$

onde,  $\theta = [ R_s, X_s, X_r, R_r, X_m, R_{fe} ]$

$$FP(s) = \frac{DB - CA}{((DB - CA)^2 + (CB + DA)^2)^{1/2}} \quad (3.19)$$

$$A = X_s D + R_s C + R_{fe} R_r / s \quad (3.20)$$

$$B = X_s C - R_s D + R_{fc} X_r \quad (3.21)$$

$$C = R_r/s + R_{fc}(1 + X_r/X_m) \quad (3.22)$$

$$D = R_{fc} R_r/X_m/s - X_r \quad (3.23)$$

Vetor paramétrico  $\rightarrow \theta = (R_s, R_{r1}, R_{r2}, X_{\sigma s}, X_{\sigma r1}, X_{\sigma r2}, X_m)$

Vetor paramétrico real em pu.  $\rightarrow \theta_{real} = (0.00778, 0.0693, 0.01314, 0.12349, 0.00843, 0.116, 4.0307)$

Vetores iniciais para o algoritmo de estimação:

$\theta_{01} = (0.008, 0.07, 0.01, 0.009, 0.1, 0.1, 4.03)$ ;  $\theta_{02} = (0.008, 0.075, 0.02, 0.015, 0.15, 0.15, 4.03)$

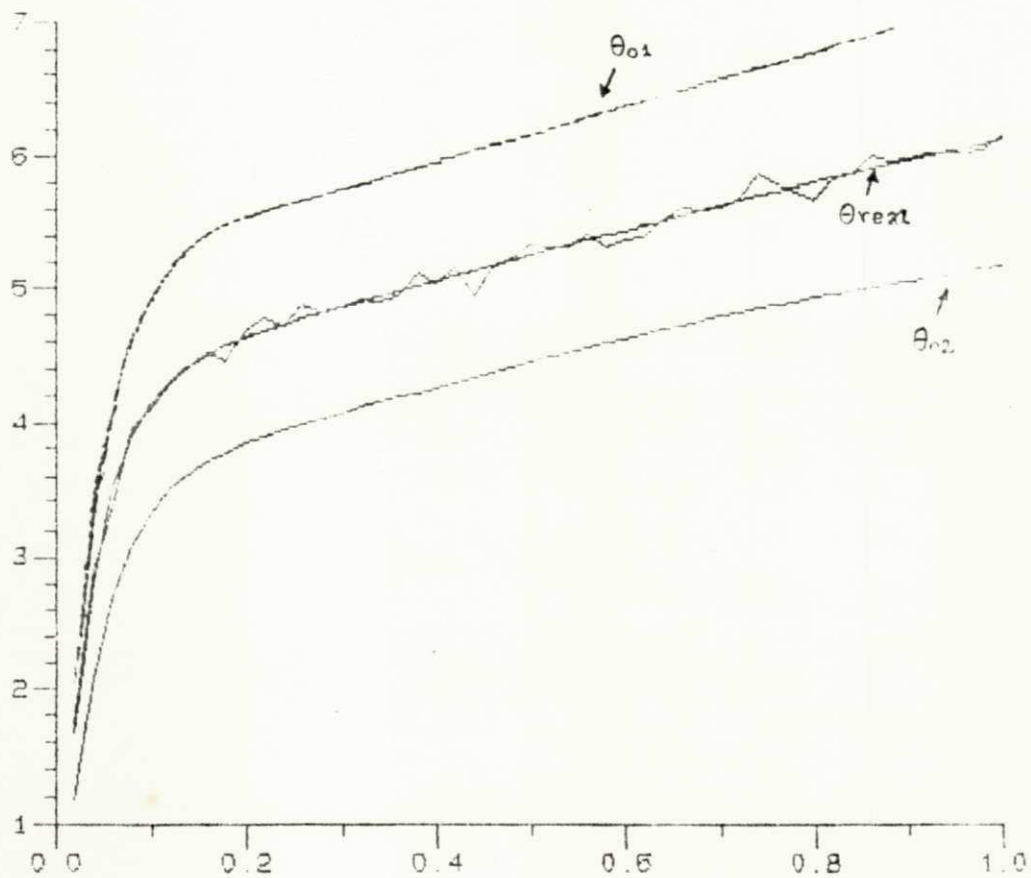


Fig. 3.5 Curva característica de corrente contaminada com ruído gaussiano branco.  
(Única fonte de dados).

Vetor paramétrico estimado

$$\hat{\theta}_{01} = (0.0635, 0.0634, 0.0111, 0.095, 0.0168, 0.114, 4.0302)$$

Vetor paramétrico estimado

$$\hat{\theta}_{02} = (0.0672, 0.0661, 0.0073, 0.1033, 0.0105, 0.894, 4.0303)$$

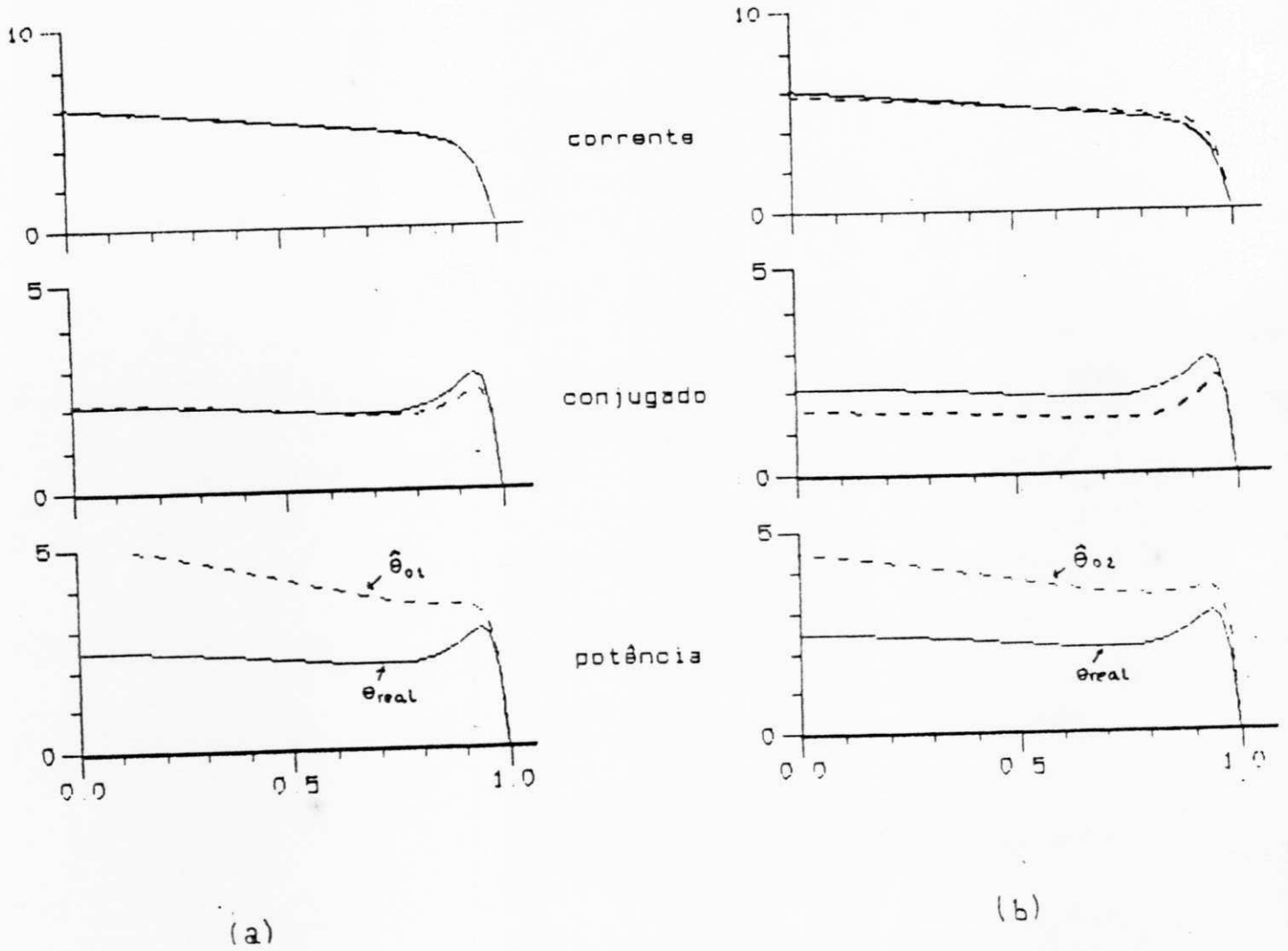


Fig. 3.6 Superposição das curvas traçadas com valores paramétricos reais (curva contínua) e estimados. (a) Valor inicial  $\theta_{01}$ . (b) Valor inicial  $\theta_{02}$ .

Vetor paramétrico usado no algoritmo de estimação

$$\theta = (R_{r1}, R_{r2}, X_{GS}, X_{Gr1}, X_{Gr2})$$

Vetores iniciais e estimados.

$$\theta_{o1} = (0.07, 0.01, 0.009, 0.1, 0.1,)$$

$$\hat{\theta}_{o1} = (0.0737, 0.0129, 0.1199, 0.01285, 0.1184)$$

$$\theta_{o2} = (0.075, 0.02, 0.015, 0.15, 0.15,)$$

$$\hat{\theta}_{o2} = (0.071, 0.0129, 0.1222, 0.0103, 0.1169)$$

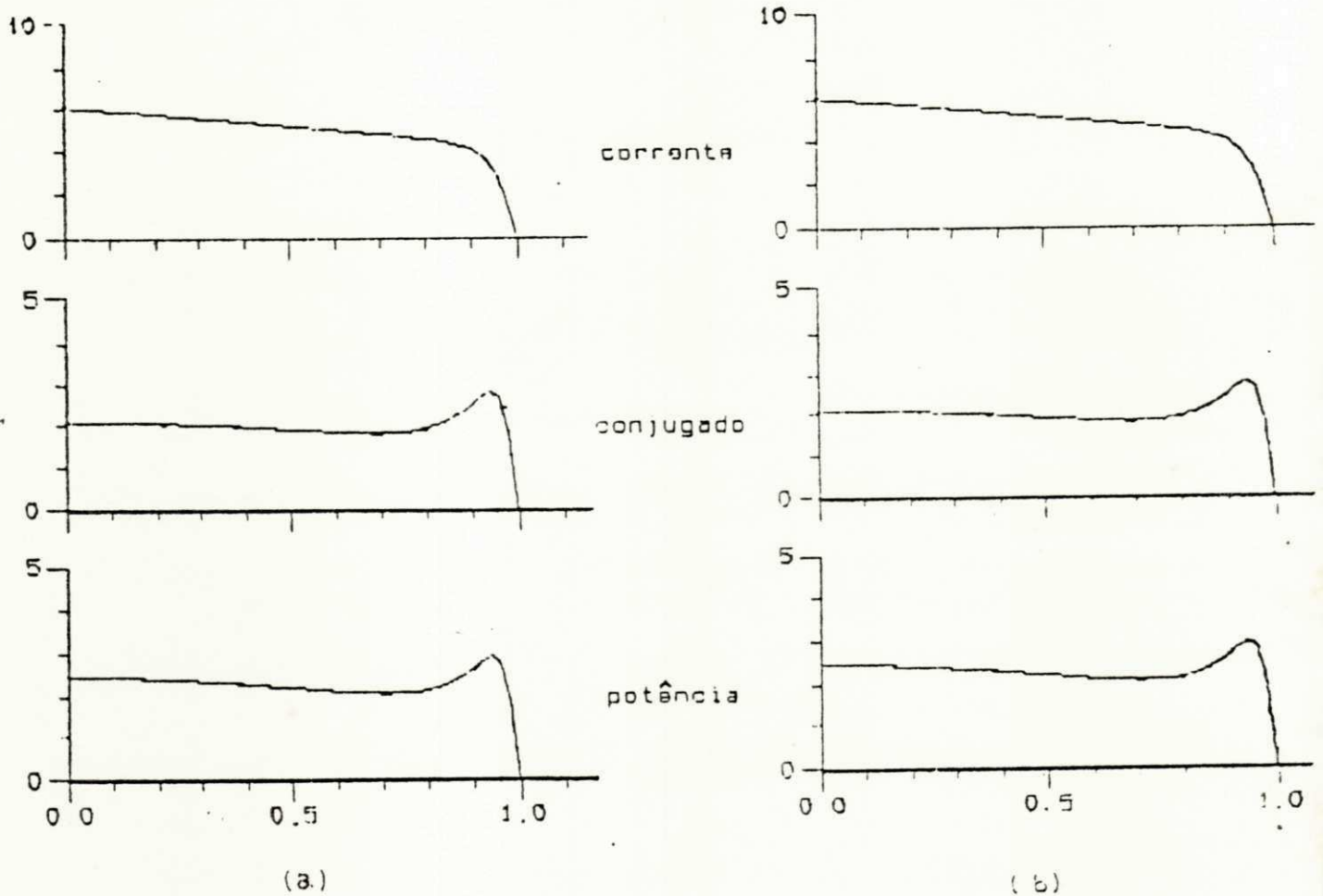


Fig. 3.7 Superposição das curvas traçadas com valores paramétricos reais (curva contínua) e estimados (vetor reduzido)(a) Valor inicial  $\theta_{o1}$ .  
(b) Valor inicial  $\theta_{o2}$ .

Vetores iniciais e estimados.

$$\theta_{01} = (0.008, 0.07, 0.01, 0.1, 0.009, 0.1, 4.3)$$

$$\hat{\theta}_{01} = (0.0073, 0.0772, 0.01129, 0.1174, 0.0154, 0.1205, 4.2935)$$

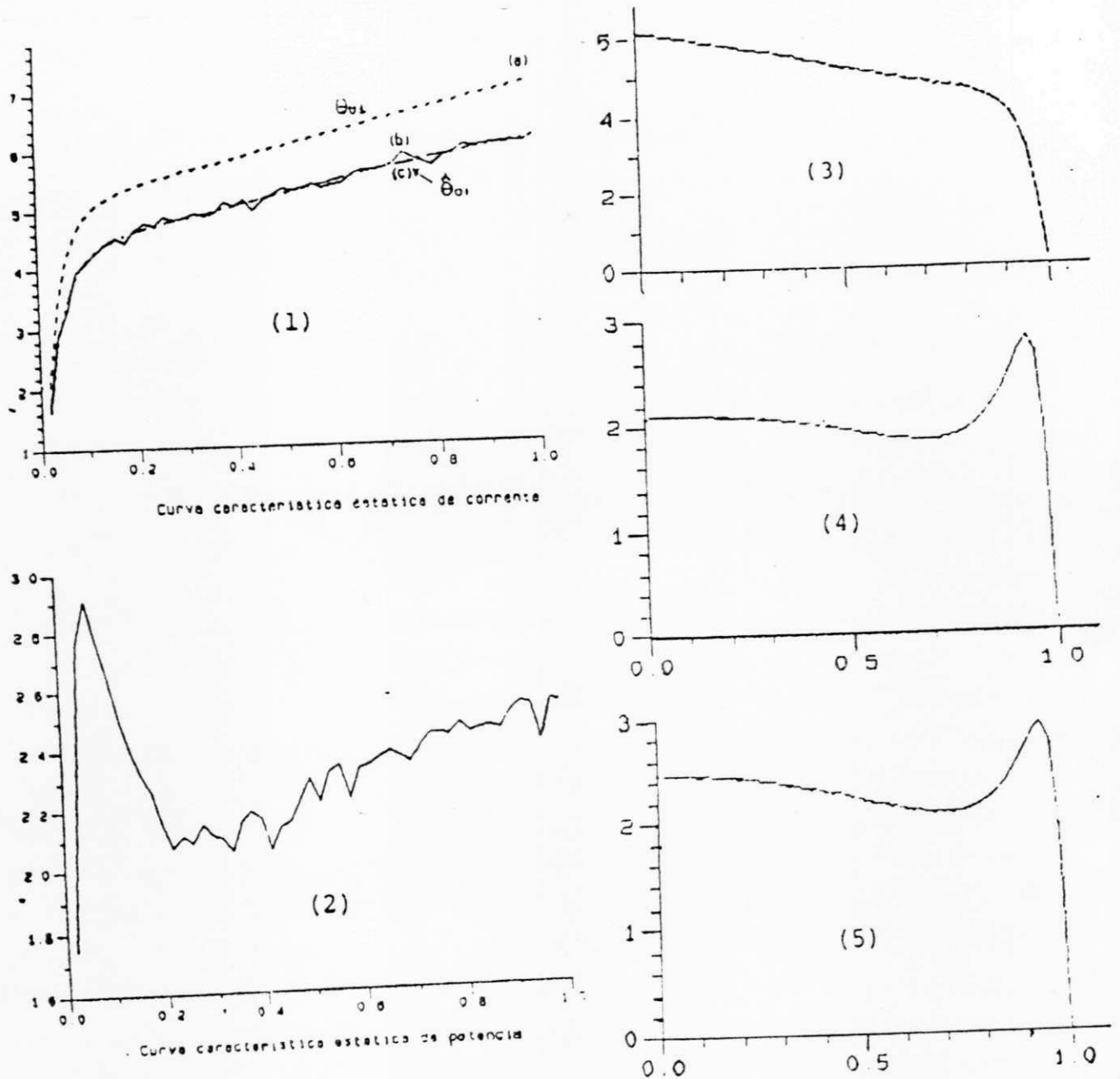


Fig. 3.8 Curvas características de corrente e potência, 1 e 2 contaminadas com ruído gaussiano branco (fonte de dados). (b) Superposição das curvas traçadas com parâmetros reais e valores estimados (3 - corrente, 4- potência, 5- conjugado).

Nas equações (3.16a,b) e nas equações (3.19 à 3.23),  $U$  é a tensão de fase e  $s$  o escorregamento. Os parâmetros  $R_s$ ,  $R_r$  e  $R_{fc}$  são as resistências equivalentes por fase do estator, rotor e perdas no ferro da máquina, respectivamente, e os parâmetros  $X_s$ ,  $X_r$  e  $X_m$  são, a reatância de dispersão do estator, a reatância de dispersão do rotor e a reatância de magnetização, respectivamente. Estas equações são utilizadas no traçado das curvas características estáticas, variando-se o escorregamento de  $s=0$  à  $s=1$  (rotor bloqueado à condição de velocidade síncrona).

Dois algoritmos de estimação baseados no método de estimação global e modificado foram desenvolvidos, visando a estimação dos parâmetros do modelo. A implementação destes algoritmos segue as etapas apresentadas nos fluxogramas das figuras 3.9a e 3.9b.

Nas figuras 3.10a,b e 3.10c são ilustradas as superposições das curvas de corrente, potência de entrada e fator de potência geradas com os parâmetros  $\theta_o$ ,  $\theta_R$  e as curvas com um valor estimado. O vetor paramétrico estimado foi conseguido utilizando-se as três fontes de dados. O vetor empregado no traçado das curvas é a escolha 7 da Tabela 3.1.

A Tabela 3.1 apresenta os resultados de simulação para ambos os algoritmos com todas as possibilidades de escolhas das funções como fonte de dados. Os dados provenientes destas curvas não estão contaminados com ruído.

Da Tabela 3.1, verifica-se que ambos os algoritmos de estimação fornecem os mesmos resultados independentemente da escolha da fonte de dados empregada. Nesta tabela a palavra "escolha" refere-se ao tipo de curvas que são empregadas no algoritmo e cada escolha é associada a curva de corrente (curva 1), a curva de potência de entrada (curva 2), e a curva de fator de potência (curva 3). A diferença entre os resultados dos algoritmos para uma dada escolha, deve-se aos erros de arredondamento inerentes ao computador. Estas diferenças são acentuadas quando a ordem de execução de alguma expressão relativa a um dos algoritmos é alterada. Por exemplo, se a expressão matricial  $A*B*A$  é efetuada em um dos algoritmos na seqüência  $(A*B)*A$  e no outro da forma  $A*(B*A)$  os resultados de estimação são ligeiramente distintos, mesmo que se utilize apenas uma única fonte de dados. Note-se que as variáveis nos dois algoritmos são do tipo de dupla precisão. Observa-se, também, que estando os dados não contaminados com ruído, os resultados de estimação para uma única fonte de dados não fornece o vetor paramétrico desejado, embora haja uma correspondência adequada da curva gerada com o vetor paramétrico real e a curva gerada com o vetor estimado. Esta correspondência é garantida apenas para aquela curva que foi utilizada como fonte de dados.

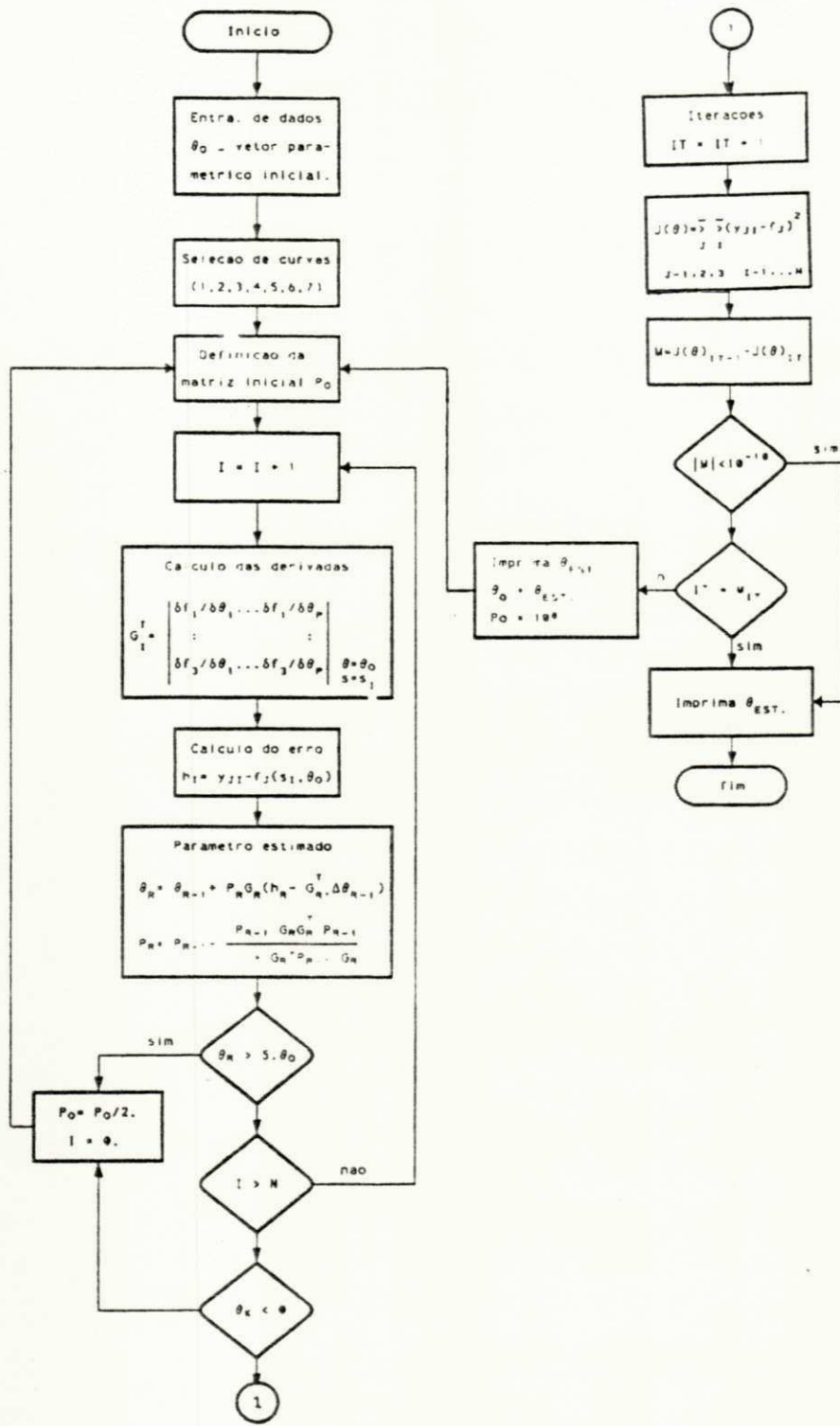


Fig. 3.9a Fluxograma - método global



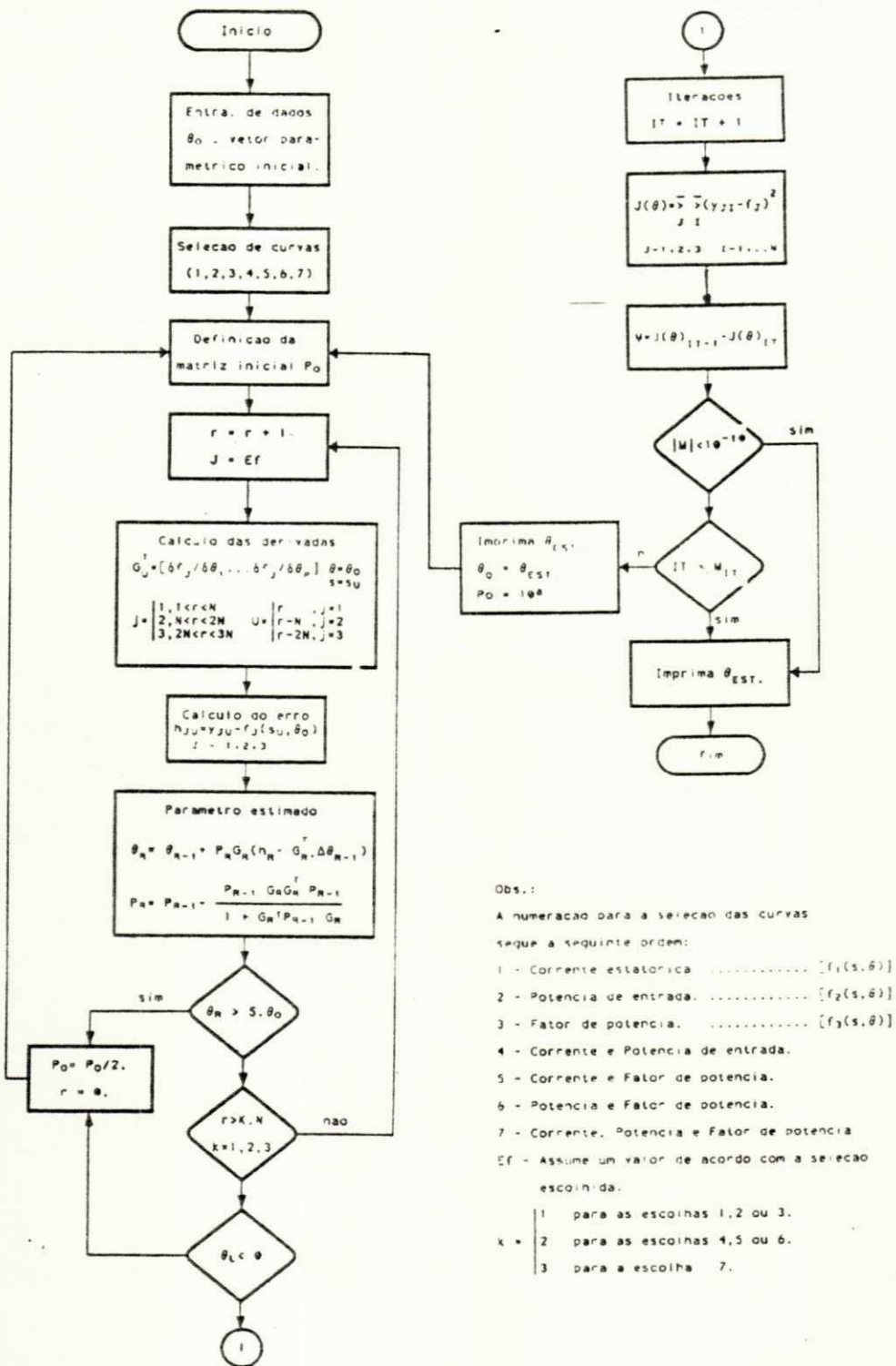


Fig.3.9b Fluxograma - método modificado

. A avaliação do comportamento dos algoritmos quando os dados estão contaminados com ruído é feita com a introdução de uma rotina que simula uma fonte de ruído branco gaussiano de média nula e covariância unitária. O ruído gerado é somado a cada dado  $y_{ji}$ , resultantes das equações (3.19a,b) e (3.22), isto é:

$$y_{1i} = f_1(s_i, \theta_R) + K \sigma_i$$

$$y_{2i} = f_2(s_i, \theta_R) + K \epsilon_i$$

$$y_{3i} = f_3(s_i, \theta_R) + K \tau_i$$

Na Tabela 3.2 são apresentados os resultados de simulação para dez conjuntos de dados distintos, com dois níveis diferentes de ruído para um mesmo conjunto de dados. Um conjunto de dados é representado por uma mesma seqüência de ruído.

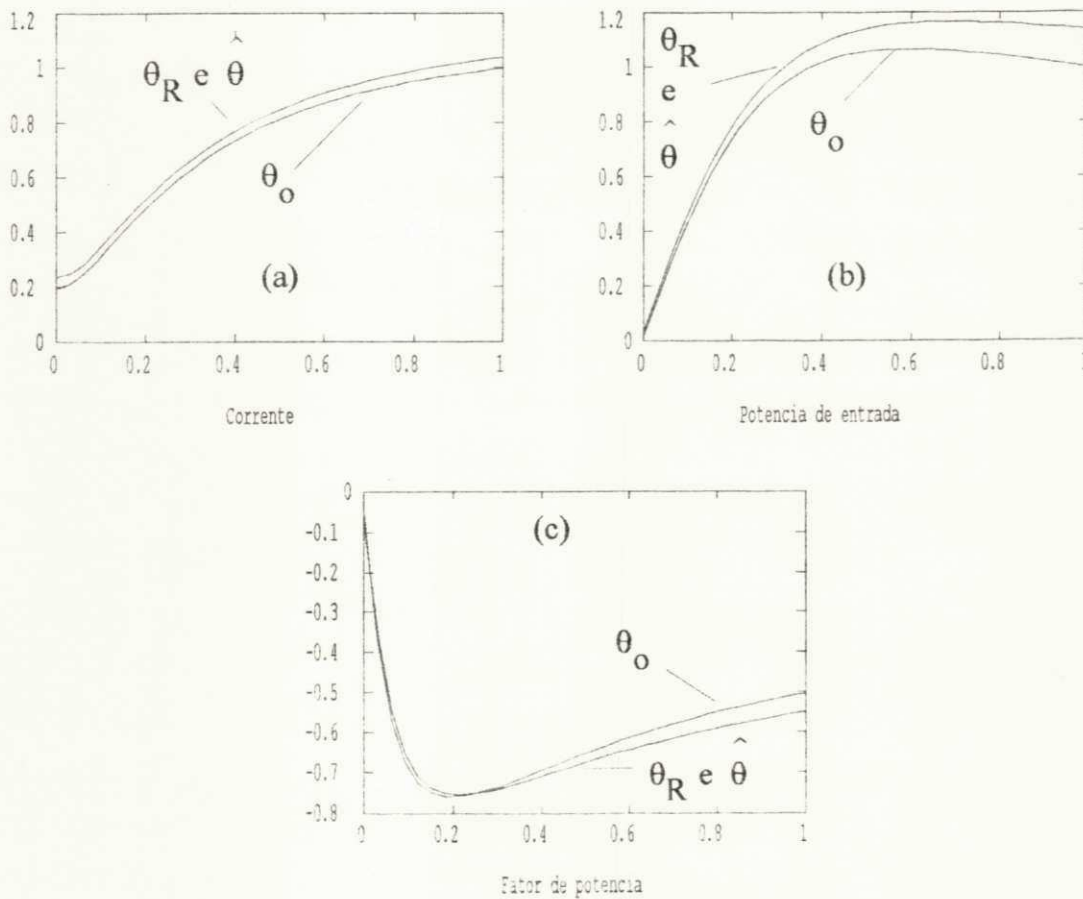


Fig 310 a) Curva de corrente b) Potencia de entrada. c) Fator de potência.

Tabela 3.1

Escolha	Curvas	Algoritmo	Parâmetros estimados (33 pontos/curva)					
			$R_s$	$X_s$	$X_r$	$R_r$	$X_m$	$R_{fc}$
1	1	Es_glb	0.2568	0.1735	0.3829	0.7136	4.0706	325.993
		Es_mod	0.2568	0.1735	0.3829	0.7136	4.0706	325.992
2	2	Es_glb	0.2568	0.1727	0.7174	0.3843	4.2098	325.992
		Es_mod	0.2568	0.1727	0.7174	0.3843	4.2098	326.005
3	3	Es_glb	0.2799	0.8607	0.00003	0.3062	3.8199	326.005
		Es_mod	0.2799	0.8607	0.00003	0.3062	3.8199	325.998
4	1 e 2	Es_glb	0.2550	0.7770	0.0046	0.2779	3.4679	325.998
		Es_mod	0.2550	0.7770	0.0046	0.2779	3.4679	326.002
5	1 e 3	Es_glb	0.2550	0.7769	0.0046	0.2780	3.4679	326.002
		Es_mod	0.2550	0.7769	0.0046	0.2780	3.4679	325.999
6	2 e 3	Es_glb	0.2550	0.7770	0.0046	0.2779	3.4679	325.999
		Es_mod	0.2550	0.7770	0.0046	0.2779	3.4679	325.999
7	1 2 e 3	Es_glb	0.2550	0.7770	0.0046	0.2780	3.4679	325.999
		Es_mod	0.2550	0.7770	0.0046	0.2780	3.4679	325.999

O nível de ruído é dado por um fator  $K$  que atenua o sinal originado na fonte de ruído gaussiano de média nula e variância unitária. Nas figuras 3.11a,b e 3.11c estão as curvas de corrente, potência de entrada e fator de potência para um nível de ruído dado por  $K = 0.05$ .

Comparando os vetores estimados da Tabela 3.2 com o vetor real  $\theta_R$ , verifica-se que os valores estimados dos parâmetros para qualquer seqüência de ruído não correspondem aos parâmetros reais. Além do mais, algumas estimativas, marcadas com '\*', diferem razoavelmente do valor desejado, ocorrendo com mais freqüência (nestas simulações), quando a estimação é feita usando o método modificado. Vale salientar que, qualquer vetor paramétrico da tabela gera curvas com um erro menor que 2,5% para cada valor do escorregamento .

### 3.5.3 Resultados experimentais de estimação ( motor com rotor bobinado)

A operação da máquina assíncrona em regime estacionário alimentada por uma fonte trifásica simétrica pode ser analisada através do circuito equivalente mostrado na Fig 3.1 com  $R_c = R_{fc}$ .

As quantidades de interesse usadas, neste trabalho, como fonte de dados para a estimação dos parâmetros do modelo são:

- A corrente estatórica.
- A potência de entrada.
- O fator de potência.

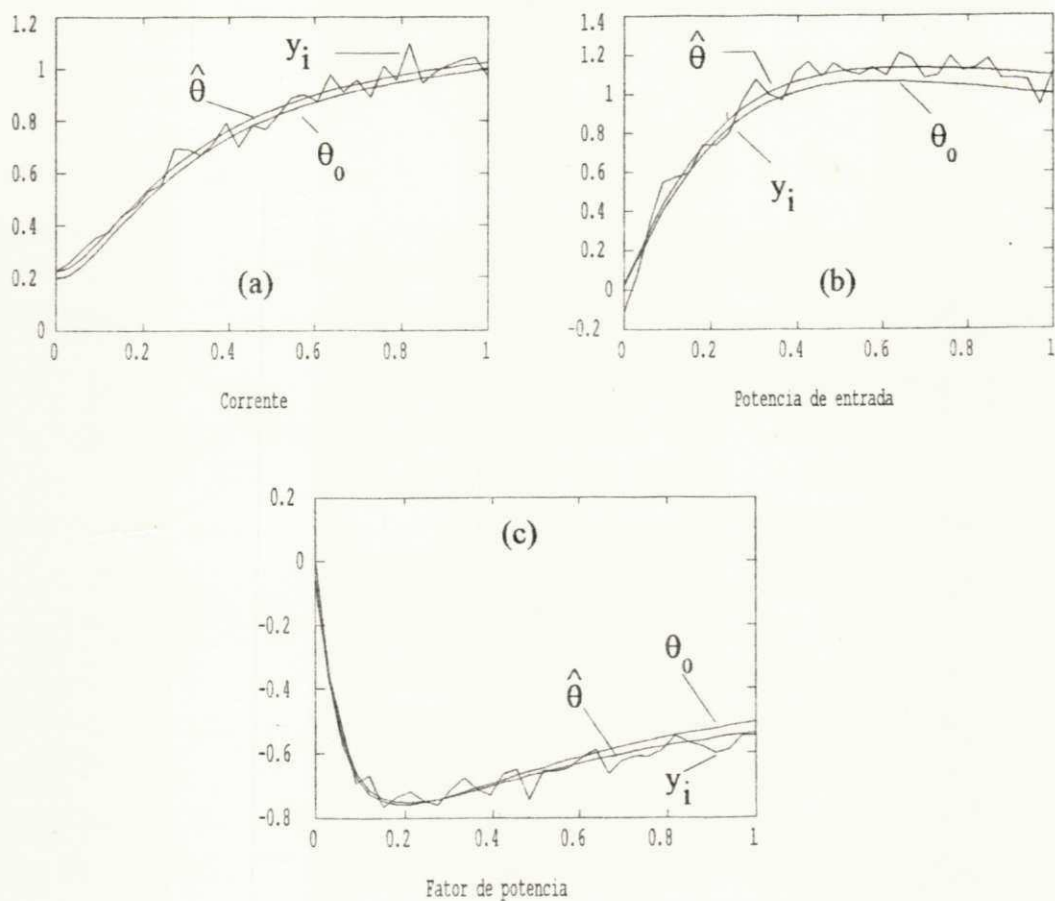


Fig 3.11 Superposição das curvas a) Curva de corrente b) Potência de entrada. c) Fator de potência. (O valor do parâmetro estimado é marcado por '#' (Tabela 3.2)).

Tabela 3.2

Nível k	Método global parâmetros estimados						Método modificado parâmetros estimados					
	$R_s$	$X_s$	$X_r$	$R_r$	$X_m$	$R_{fc}$	$R_s$	$X_s$	$X_r$	$R_r$	$X_m$	$R_{fc}$
0.05	0.302	0.777	0.0036	0.265	3.045	325.98	0.266	0.693	0.104	0.285	3.553	326.05
0.025	0.279	0.779	0.0025	0.271	3.248	325.98	0.261	0.720	0.070	0.284	3.526	326.03
0.05	0.269	0.786	0.0067	0.267	3.702	326.02	0.248	0.796	0.0053	0.279	3.618	326.01
0.025	0.262	0.796	0.0012	0.272	3.577	326.02	0.251	0.790	0.0016	0.278	3.485	326.02
0.05	0.258	0.774	0.0058	0.289	3.559	326.00	0.240	0.778	0.0025	0.278	3.282	326.00
0.025	0.257	0.778	0.0023	0.283	3.511	326.00	0.247	0.780	0.0014	0.278	3.373	326.00
0.05	0.254	0.766	0.0047	0.280	3.701	326.01	0.245	0.754	0.0340	0.285	3.464	326.05
0.025	0.254	0.768	0.0087	0.280	3.596	326.01	0.250	0.763	0.0222	0.282	3.469	326.05
0.05	0.308	0.786	0.0154	0.241	3.197	326.00	*0.267	0.038	0.898	0.448	3.932	325.98
0.025	0.281	0.770	0.0215	0.261	3.343	326.00	*0.240	0.052	0.882	0.426	4.044	325.89
0.05	0.240	0.750	0.112	0.303	3.572	325.99	0.246	0.768	0.023	0.288	3.775	325.99
0.025	0.248	0.768	0.0034	0.290	3.511	325.99	0.251	0.774	0.012	0.283	3.616	325.99
0.05	0.283	0.760	0.0083	0.271	3.511	325.98	0.222	0.771	0.0085	0.292	3.475	325.99
0.025	0.270	0.768	0.0067	0.274	3.488	325.98	0.238	0.776	0.0042	0.285	3.471	325.99
0.05 *	0.277	0.017	0.947	0.385	3.996	325.99	#0.255	0.014	0.937	0.439	3.708	325.99
0.025 *	0.264	0.006	0.958	0.402	4.116	325.99	0.254	0.010	0.944	0.428	3.953	325.98
0.05	0.297	0.800	0.005	0.257	3.446	326.02	0.287	0.793	0.0139	0.262	3.376	326.02
0.025	0.276	0.791	0.0026	0.267	3.451	326.02	0.272	0.800	0.0052	0.264	3.410	326.02
0.05	0.243	0.774	0.0052	0.282	3.622	326.00	0.260	0.758	0.022	0.279	3.776	326.02
0.025	0.249	0.780	0.0003	0.279	3.539	326.00	0.257	0.773	0.0081	0.278	3.617	326.02

Os algoritmos apresentados foram empregados para estimar os parâmetros de um motor de indução com rotor bobinado. Os dados  $y_i$  são coletados de ensaios de laboratório. A dimensão do vetor de dados é 33 ( $N=33$  pontos/curva) e são realizadas 50 iterações para cada algoritmo. Os parâmetros estimados tem como base as três fontes de dados. Os dados de placa da máquina assíncrona são:

• Potência: 1.5 KW, Tensão: 380/220V, Corrente: 5.8/3.4A, frequência: 60Hz, Polos: 4,  $\cos\phi$  0.86.

Foram realizados dois ensaios de laboratório para a coleta de dados. No primeiro ensaio, a máquina é alimentada por uma fonte de tensão trifásica senoidal de 45V, 60 Hz. No segundo ensaio, a máquina é alimentada com tensão de 55V, 60Hz e a resistência rotórica acrescida de 2.0  $\Omega$ /fase. Os valores iniciais dos parâmetros, obtidos dos ensaios clássicos, são dados por:

$$\theta_{01} = [1.9, 4.262, 4.262, 3.577, 44.977, 3148.00]$$

$$\theta_{02} = [1.9, 4.485, 4.485, 5.944, 45.856, 3170.00]$$

Os resultados da estimação são apresentados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3

	Parâmetros					
	$R_s$	$X_s$	$X_r$	$R_r$	$X_m$	$R_{fe}$
$\theta_{1es\_glb}$	2.462	7.745	0.193	2.702	33.63	3148
$\theta_{2es\_glb}$	1.375	7.324	0.140	5.791	34.63	3170
$\theta_{1es\_mod}$	2.459	7.893	0.047	2.679	33.49	3148
$\theta_{2es\_mod}$	1.386	7.445	0.017	5.750	34.51	3170

es\_glb - estimação com o método global

es\_mod - estimação com o método modificado

Nas figuras 3.12a,b e 3.12c são mostradas as superposições de cada curva experimental de corrente, potência e fator de potência, com as curvas calculadas com  $\theta_{10}$  e  $\theta_{1es\_mod}$ .

Observa-se dos resultados apresentados na Tabela 3.3, alterações significativas de todos os parâmetros com exceção de  $R_{fe}$  quando comparados com os valores iniciais. Isto, também, se repete entre os valores estimados com os algoritmos iniciados com os vetores  $\theta_{01}$  e  $\theta_{02}$ , embora esta variação deveria ocorrer apenas no parâmetro  $R_r$  (valor alterado). Este fato é consequência da contaminação dos dados com ruído inerente à medição, visto que os resultados obtidos por simulação (sem ruído) fornecem parâmetros com valores próximos, a menos daqueles que foram alterados. Outros fatores que podem causar variações nos parâmetros estimados, são os erros de arredondamento e o cálculo numérico das derivadas das funções usadas no processo de estimação. Estes últimos, por sua vez, são bastante críticos, em virtude do mal condicionamento das matrizes formadas com estas quantidades.

Na figura. 3.13a está ilustrado o transitório da corrente estatórica com rotor bloqueado (curva 1), após o instante em que a máquina é alimentada por uma tensão de 45V (curva 2). A figura. 3.13b mostra as curvas geradas por simulação do transitório de corrente (rotor bloqueado) usando-se os parâmetros  $\theta_{1es\_glb}$ , para as mesmas condições do ensaio experimental. Observa-se, nessa figura, a excelente correspondência entre as curvas experimentais e as curvas geradas por simulação digital para o transitório de corrente. Isto confirma que os parâmetros estimados pelo método estático podem ser usados para uma previsão do comportamento dinâmico da máquina, desde que o ensaio se realize na mesma frequência e amplitude da fonte de alimentação.

O circuito equivalente do motor de indução tem seus parâmetros modificados quando a máquina é alimentada com uma fonte de tensão não senoidal. Estes parâmetros variam com a frequência e o efeito é mais acentuado em consequência de frequências harmônicas.

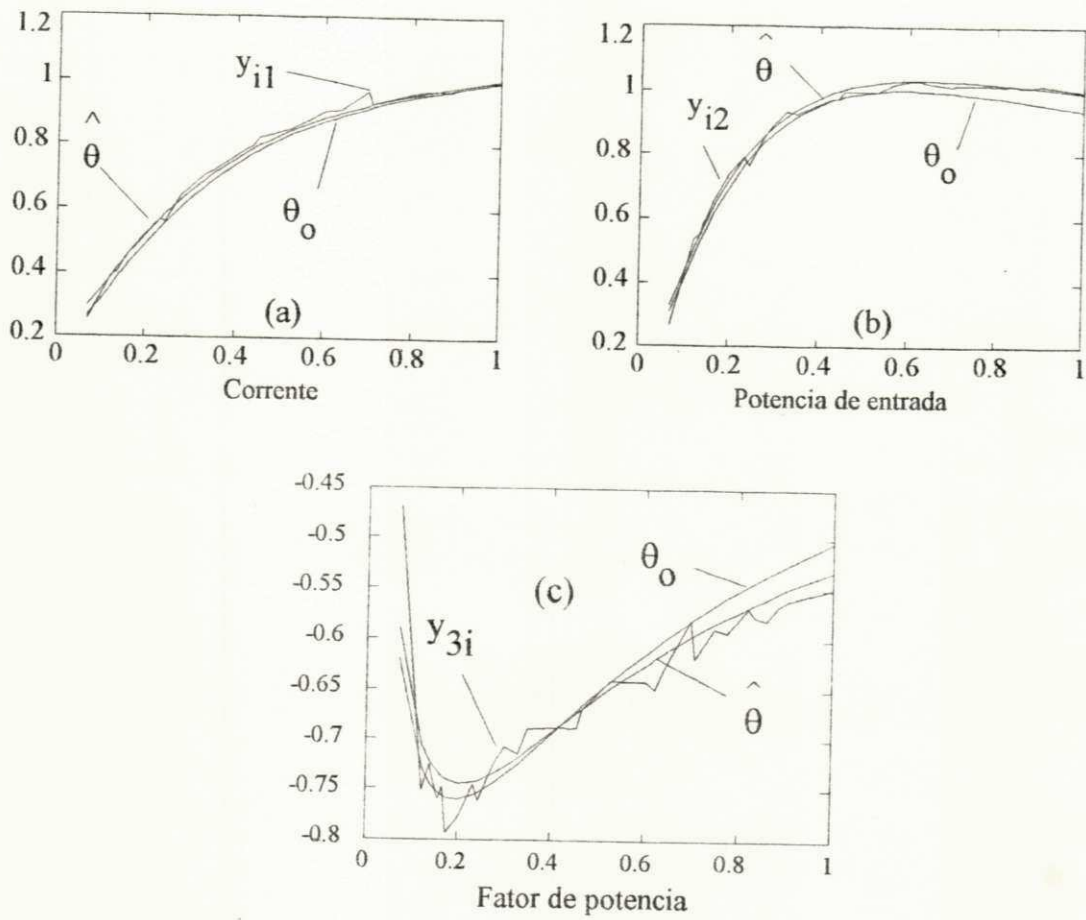
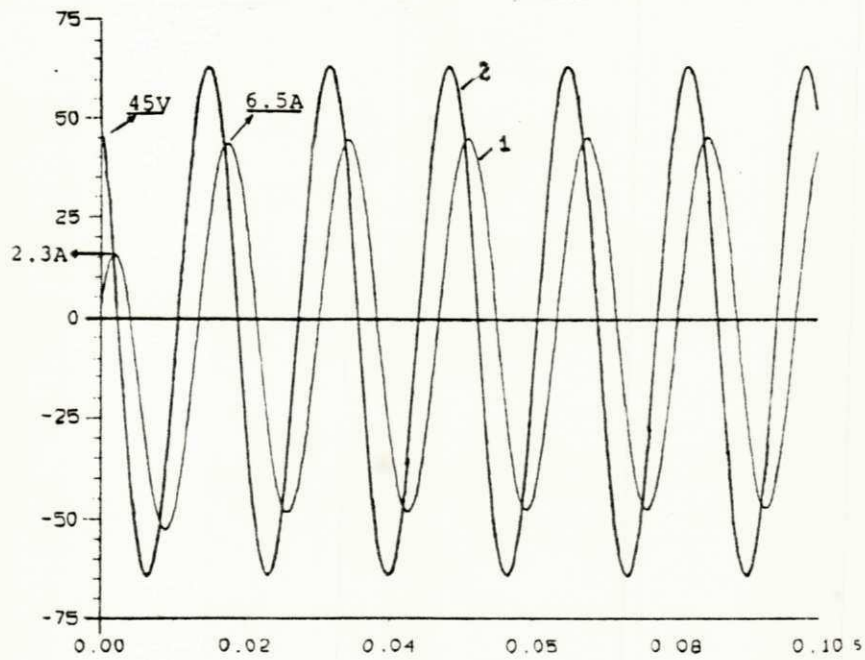
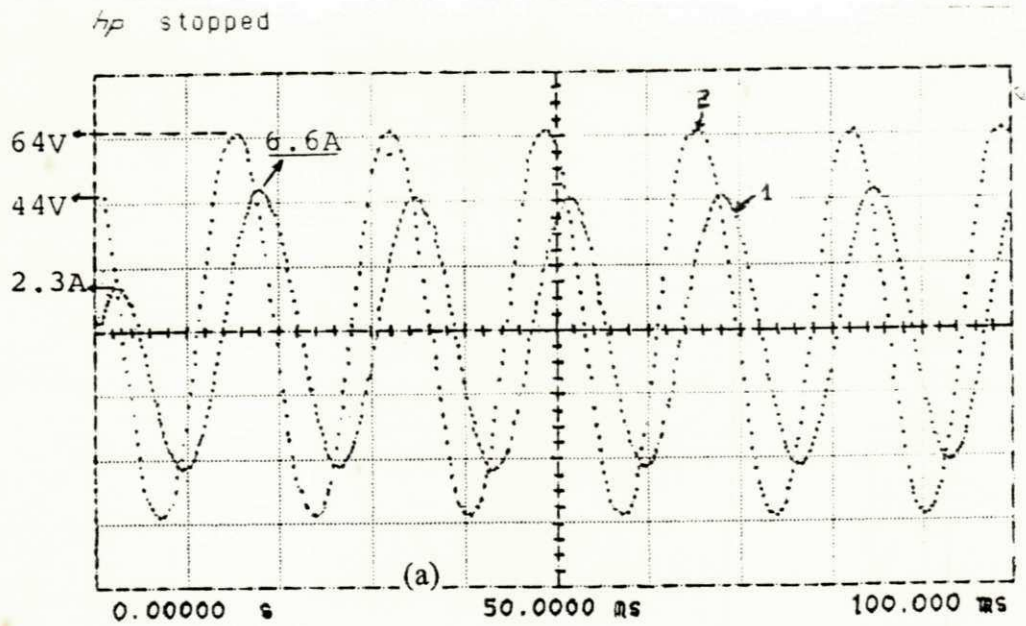


Fig 3.12 Curvas experimentais a) Corrente. (b) Potência. (c) Fator de potência.



(b)

Fig 3.13 Transitório de corrente (a) Dados reais (b) Simulação

Em seguida, são apresentados os resultados de estimação estática para uma alimentação não senoidal. A máquina é alimentada com um inversor trifásico utilizando-se a técnica de modulação vetorial (anexo E).



As fontes de dados, como no caso anterior, são as curvas de corrente estatórica, potência de entrada e fator de potência. Estes dados são obtidos em três frequências diferentes, ou seja, 15Hz, 30Hz e 60Hz. Para cada frequência, a amplitude da alimentação (componente fundamental) é escolhida de tal forma que a corrente esteja próxima a corrente nominal (5.8A) quando a máquina está com rotor bloqueado.

Foram realizados dois ensaios para cada frequência. No primeiro ensaio, o enrolamento rotórico da máquina é ligado em estrela com os terminais em curto-circuito. O valor da resistência rotórica por fase é aproximadamente de  $0.77\Omega$  e a relação do número de espiras é de  $a = 5.26$ . Isto resulta numa resistência refletida ao estator de  $4.05\Omega$ . No segundo ensaio, as curvas de dados são obtidas de modo semelhante ao caso anterior mas com um acréscimo de  $2\Omega$  por fase nas resistências rotóricas. Nestes ensaios, a máquina é alimentada pelo inversor trifásico. Os sinais de comando dos transistores são gerados pelo microcomputador e seguem o padrão da modulação vetorial (anexo E). As correntes de fase da máquina são obtidas através dos sensores de corrente do tipo efeito Hall. O sinal de tensão usado no cálculo da potência e do fator de potência é o próprio sinal de referência que gera o padrão de modulação.

O valor inicial do parâmetro, utilizado no algoritmo de estimação é determinado através dos ensaios clássicos. Os resultados obtidos referentes a cada caso são os seguintes:

$$\theta = [R_s \ L_s \ L_r \ R_r \ L_m \ R_{fc}]$$

$$\theta_0 = \text{Valor inicial do vetor paramétrico.}$$

$$\theta_{cs\_mod} = \text{Valor estimado método modificado.}$$

Sem acréscimo em  $R_r$ .

Alimentação PWM 61.5V, 60Hz.

$$\theta_0 = [1.900, 0.1509, 0.1509, 3.111, 0.1355, 1145.7]$$

$$\theta_{cs\_mod} = [1.340, 0.1113, 0.1273, 5.232, 0.1023, 1145.5]$$

Alimentação PWM 39.19V, 30Hz.

$$\theta_0 = [1.900, 0.1726, 0.1726, 3.456, 0.1545, 304.61]$$

$$\theta_{cs\_mod} = [0.532, 0.1451, 0.1510, 5.740, 0.1315, 304.64]$$

Alimentação PWM 35.5V, 15Hz.

$$\theta_o = [ 1.900, 0.1989, 0.1989, 3.693, 0.1545, 115.86 ]$$

$$\theta_{es\_mod} = [ 1.270, 0.1699, 0.1677, 5.541, 0.1502, 116.00 ]$$

Com acréscimo da resistência rotórica de  $2\Omega$ /fase.

Alimentação PWM 71.5V, 60Hz.

$$\theta_o = [ 1.900, 0.1586, 0.1586, 6.101, 0.1408, 1545.7 ]$$

$$\theta_{es\_mod} = [ 0.562, 0.1279, 0.1325, 9.273, 0.1136, 1545.7 ]$$

Alimentação PWM 52.6V, 30Hz.

$$\theta_o = [ 1.900, 0.1836, 0.1836, 6.073, 0.1603, 287.89 ]$$

$$\theta_{es\_mod} = [ 1.033, 0.1506, 0.1652, 10.18, 0.1377, 287.89 ]$$

Os resultados seguintes são os valores estimados com a máquina sem acréscimo nas resistências rotóricas. Os valores de  $R_s$  e  $R_{fe}$  não entram no processo de estimação como parâmetros variáveis (vetor reduzido).

Alimentação PWM 61.5V, 60Hz.

$$\theta_{es\_mod} = [ 1.900, 0.106, 0.1128, 4.6436, 0.0928, 1145.4 ]$$

Alimentação PWM 39.19V, 30Hz.

$$\theta_{es\_mod} = [ 1.900, 0.1265, 0.1397, 5.306, 0.1145, 304.61 ]$$

Alimentação PWM 35.5V, 15Hz.

$$\theta_{es\_mod} = [ 1.900, 0.1591, 0.1529, 5.1391, 0.1362, 116.4 ]$$

Dos resultados apresentados, verifica-se que o parâmetro  $R_s$  estimado difere consideravelmente do seu valor medido, assumindo, em algumas ocasiões, valores bastante inferiores. O parâmetro  $R_{fe}$  embora permaneça constante durante o processo de estimação, varia com a frequência. Naturalmente, os controladores cujo dimensionamento depende de  $R_s$ , tem o seu comportamento comprometido.

Observa-se que o parâmetro  $R_r$  é melhor estimado com uma alimentação não-senoidal.

Na Tabela 3.4 encontram-se alguns parâmetros que são fundamentais para o dimensionamento do inversor, do controlador de corrente com compensação e do esquema de campo orientado.

Tabela 3.4

	Parâmetros estimados - alimentação PWM -					
	Vetor completo			vetor reduzido		
freq.	60 Hz	30 Hz	15 Hz	60 Hz	30 Hz	15 Hz
$\sigma L_s$	0.029	0.031	0.035	0.0295	0.033	0.038
$L_m^2/L_r$	0.082	0.115	0.135	0.076	0.094	0.120
$(R_r/L_r)L_m$	4.20	4.99	4.96	3.82	4.35	4.58
$R_r/L_r$	41.10	38.01	33.04	41.16	37.98	33.61

Para o esquema de campo orientado, uma grandeza de interesse é a quantidade  $K_0 = R_r/L_r$ , pois a frequência das correntes é função desse grandeza. Da tabela verifica-se que seria indiferente se o algoritmo utilizasse um vetor paramétrico completo ou um vetor reduzido para o cálculo desse valor. Por outro lado, a quantidade  $K_0$  apresenta uma dependência praticamente linear com a frequência. Isto sugere que o cálculo do escorregamento no esquema de campo orientado pode ser corrigido através de uma equação na forma:

$$w_{rm} = K_0 * i_q/i_d \quad (3.24a)$$

onde,

$$K_0 = a w_s + b \quad (3.24b)$$

Neste caso específico  $a = 0.026$  e  $b = 31.8$ .

Na equação em 3.24a está embutida apenas a variação do parâmetro  $K_0$  com a frequência. No entanto, esta grandeza varia consideravelmente com a temperatura. Uma maneira conveniente de compensação para ambos os fatores é por meio de uma estimativa de fluxo rotórico [NAGASE *et alli*, 1984]. Neste caso o parâmetro  $K_0$  pode ser mantido constante e igual ao seu valor médio.

Note-se que na equação (3.24a) a frequência de escorregamento é função da componente  $i_d$  e da componente  $i_q$  em quadratura. Manter  $i_d$  constante para uma ampla faixa de variação da frequência das correntes, não assegura que o fluxo  $\phi_r$  se mantenha constante, pois o valor do fluxo depende do parâmetro  $L_m$  (ver anexo B) e este valor varia com a frequência de alimentação.

Uma maneira mais adequada para o cálculo da frequência de escorregamento, tendo-se como base os resultados de estimação, é por meio da equação (3.25a), pois esta equação relaciona o escorregamento diretamente com o fluxo.

$$w_{rm} = K_1 i_q / \phi_r \quad (3.25a)$$

onde,

$$K_1 = (R_r / l_r) l_m$$

Tomando a média dos valores dos parâmetros para cada frequência (Tabela 3.4), o valor de  $K_1$  é dado pela relação.

$$K_1 = \frac{a}{1 + b \omega_s} \quad (3.25b)$$

onde,  $a = 5.0$  e  $b = 5.0e^{-4}$

Note-se também que o conjugado produzido no eixo da máquina depende de parâmetros que variam com a frequência e deve ser corrigido de acordo com a frequência da alimentação para manter uma relação linear com  $i_q$ .

### 3.6. Estimação dinâmica

Existem poucos trabalhos de estimação de parâmetros do motor de indução utilizando o modelo dinâmico. Um estudo da estimação paramétrica do modelo dinâmico do motor de indução é apresentado em [CONSOLI *et alli*, 1987]. Nesse trabalho o autor utilizou dois métodos de estimação: o método dos mínimos quadrados e mínimos quadrados generalizados, na forma recursiva.

A ênfase do trabalho está na aplicação dos métodos a um modelo dinâmico discretizado de terceira ordem, deduzido do modelo original linearizado de quinta ordem. Esse procedimento, segundo o autor, facilita a determinação dos parâmetros do motor. Do sistema de equações, as variáveis de estado mensuráveis são  $Dw_r/w_b$ ,  $Di_{sq}$  e  $Di_{sd}$  ( $w_r$ ,  $w_b$  - velocidade angular do rotor e velocidade base,  $i_{sq}$ ,  $i_{sd}$  - corrente estatórica nas componentes d e q). A representação em termos de diagrama de blocos indicando as entradas e saída é mostrada na Fig. 3.14. Conhecidas as funções de transferência entre as possíveis entradas e saídas, são escolhidas as funções cujos pólos tenham maior sensibilidade com relação a um dado parâmetro. Baseado na sensibilidade paramétrica, a melhor relação de entrada e saída para identificar os parâmetros do rotor ( $R_r$ ,  $X_r$ ) é dada por  $DT_1$  (variação de conjugado) e  $Di_{sq}$  (variação da componente da corrente estatórica no eixo q). Para a identificação dos parâmetros do estator a relação mais apropriada é dada por  $Dv_{sq}$

e  $D_{i_{sq}}$ . No artigo, apenas a função de transferência entre a variação de conjugado e variação da corrente na componente  $q$ , é usada no processo de identificação. Esta função é suficiente para determinar os parâmetros do rotor ( $R_r$ ,  $X_r$ ). O sinal de entrada  $DT_1$  é uma sequência binária pseudo aleatória, implementada por um motor de corrente contínua que serve como carga.

Da estimação dos parâmetros do modelo discreto, são recuperados os pólos da função de transferência do sistema contínuo através da transformação bilinear. O valor absoluto dos pólos está associado às curvas de níveis cuja interseção fornece os parâmetros do rotor.

Segundo o autor, para um degrau de conjugado, existe uma boa aproximação entre a forma de onda da corrente estatórica real e a forma de onda obtida por simulação, quando são usados os parâmetros estimados do rotor com a técnica proposta.

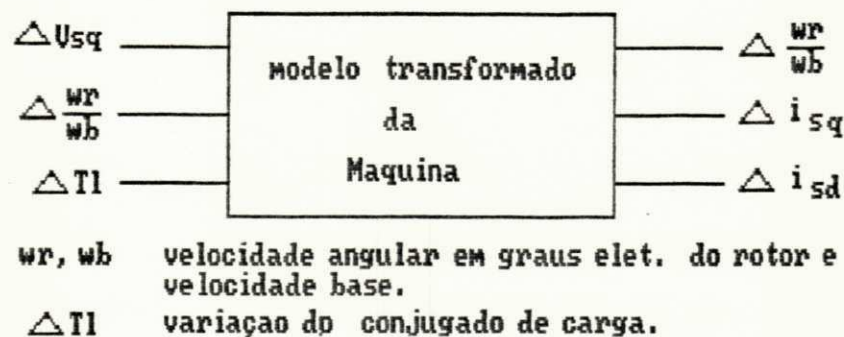


Fig. 3.14 Diagrama de bloco do modelo simplificado.

Um detalhe a ser observado é que não se faz alguma referência de como são obtidos os outros parâmetros da máquina, isto é, se são determinados por testes convencionais ou pelo uso do método de identificação proposto.

Embora essa técnica tenha sido desenvolvida utilizando as equações dinâmicas da máquina, o procedimento de estimação é do tipo "off-line", não sendo apropriado para ser utilizada numa aplicação em tempo real.

Neste trabalho, é proposto um método de estimação dinâmica tendo como suporte o modelo dinâmico corrente-tensão (cf. cap. 2) destinada a uma aplicação em tempo real. Este procedimento de estimação utiliza o critério dos mínimos quadrados e será discutido em seguida.

### 3.7. Estimação dos parâmetros do modelo discreto

Uma nova abordagem para estimação dos parâmetros do motor é obtida empregando-se o modelo dinâmico corrente estatórica-tensão estatórica. A estimação dos parâmetros do modelo discreto (eqs. 2.11 do capítulo II) é necessária para a implementação da fonte de corrente baseado neste modelo. A partir dos parâmetros estimados deste modelo corrente-tensão, são obtidos outros parâmetros suplementares importantes. Neste ítem, inicialmente, são apresentados os procedimentos que permitem obter, estes parâmetros suplementares. Em seguida, são apresentados os algoritmos de estimação utilizados e alguns resultados de simulação.

#### 3.7.1 Determinação dos parâmetros suplementares

A estimação dos parâmetros do modelo discreto corrente-tensão permite obter outros parâmetros suplementares importantes:

- os pólos do modelo discreto e, portanto, do modelo contínuo elétrico do motor,
- algumas submatrizes do modelo discreto (eq.2.8),
- alguns parâmetros do modelo contínuo do motor, mas com pouca precisão.

Em seguida, são discutidos os procedimentos para obtenção desses parâmetros suplementares.

#### 3.7.2 Obtenção dos pólos discretos

Utilizando-se 2.11 pode-se escrever a função de transferência das correntes de eixo em função das tensões:

$$I^s_s(z) = (z^2 \cdot I_2 - F_{k+1} - F_k)^{-1} (H_{k+1} \cdot z + H_k) U^s_s(z) \quad (3.26)$$

onde,;

$$I^s_s(z) = \begin{pmatrix} I^s_{sd}(z) \\ I^s_{sq}(z) \end{pmatrix} \quad U^s_s(z) = \begin{pmatrix} U^s_{sd}(z) \\ U^s_{sq}(z) \end{pmatrix}$$

e  $I_2$  é a matriz identidade de ordem 2.

O determinante de  $(z^2 I_2 - F_{k+1} - F_k)^{-1}$  é o denominador da função de transferência, ele é dado por:

$$\det[(z^2 I_2 - F_{k+1} - F_k)^{-1}] = z^4 - 2f_{ak} z^2 + (f_{ak}^2 + f_{bk}^2 + 2f_{ak}) + 2(f_{ak} F_{ak} + f_{bk} F_{bk}) + f_{ak}^2 + f_{bk}^2 \quad (3.27)$$

As raízes deste polinômio são os pólos do modelo elétrico discreto 2.8, função dos parâmetros da função de transferência 2.9.

### 3.7.3 Obtenção de alguns parâmetros do modelo discreto

As submatrizes  $F_{11}$ ,  $F_{22}$ ,  $H_1$ ,  $H_2$  e o produto  $F_{12}F_{21}$  podem ser obtidos dos parâmetros da função de transferência discreta 2.9. De fato, tem-se:

- de 2.10c obtém-se  $H_1 = H_{k+1}$ .
- de 2.10d obtém-se  $F_{22} = H_k H_{k+1}^{-1}$ , considerando-se que  $H_2 \approx 0$ .
- de 2.10a obtém-se  $F_{11} = F_{k+1} - H_k H_{k+1}^{-1}$
- de 2.10b obtém-se  $F_{12}F_{21} = F_k + H_k H_{k+1}^{-1} (F_{k+1} - H_k H_{k+1}^{-1})$

### 3.7.4 Obtenção de alguns parâmetros do modelo contínuo

Considerando uma aproximação de primeira ordem para o cálculo da matriz de transição de estado, as matrizes dos parâmetros do modelo discreto são dadas por:

$$F_{11} = \begin{pmatrix} (1 - (r_s + r_r(l_m/l_r)^2))T_e/\sigma l_s & 0 \\ 0 & 1 - (r_s + r_r(l_m/l_r)^2)T_e/\sigma l_s \end{pmatrix}$$

$$F_{12} = \begin{pmatrix} (T_e/T_r)(l_m/\sigma l_s l_r) & T_e w_m(l_m/\sigma l_s l_r) \\ -T_e w_m(l_m/\sigma l_s l_r) & (T_e/T_r)(l_m/\sigma l_s l_r) \end{pmatrix}$$

$$F_{21} = \begin{pmatrix} T_e l_m/T_r & 0 \\ 0 & T_e l_m/T \end{pmatrix} \quad F_{22} = \begin{pmatrix} 1 - T_e/T_r & -T_e w_m \\ T_e w_m & 1 - T_e/T_r \end{pmatrix}$$

$$H_1 = \begin{pmatrix} T_e/\sigma.l_s & 0 \\ 0 & T_e/\sigma.l_s \end{pmatrix} \quad H_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Baseando-se nessas relações e considerando conhecidas as sub-matrizes  $F_{11}$ ,  $F_{22}$ ,  $H_1$ ,  $H_2$  e o produto  $F_{12}F_{21}$  pode-se obter  $\sigma l_s$ ,  $T_r$ ,  $w_m$ ,  $l_m^2/l_r$ ,  $r_s$ ,  $l_s$  e  $\sigma$ . De fato, tem-se:

- de  $H_1$  obtém-se  $\sigma l_s$
- de  $F_{22}$  obtém-se  $T_r$  e  $w_m$
- de  $F_{12}F_{21}$  obtém-se  $T_r$  e  $l_m^2/l_r$
- de  $l_m^2/l_r$ ,  $T_r$  e  $F_{11}$  obtém-se  $r_s$
- de  $\sigma l_s$  e  $l_m^2/l_r$  obtém-se  $l_s$  e  $\sigma$ .

Em seguida são apresentados os procedimentos de estimação dos parâmetros do modelo corrente-tensão utilizando o método dos mínimos quadrados recursivo (RLS).

### 3.7.5. Estimação dos parâmetros com o RLS

Um modelo dinâmico discreto linear para propósitos de estimação pode ser escrito na forma de uma regressão linear [ASTRÖM, 1984]:

$$\hat{y}(k+1) = T(k+1) \cdot \Theta \quad (3.28)$$

onde  $\hat{y}(k+1)$  é a predição e  $T(k+1)$  é o vetor de dados ou medição (vetor de regressão) e  $\Theta$  é o vetor paramétrico do modelo.

O modelo para corrente estatórica entrada-saída dado na eq.2.9 ou eq.2.11 é escrito, na forma da eq.3.28, com:

$$\hat{y}(k+1) = \begin{pmatrix} i^{s_{sd}}(k+1) \\ i^{s_{sq}}(k+1) \end{pmatrix} \quad (3.29a)$$

$$T(k+1) = \begin{pmatrix} i^{s_{sd}}(k) & i^{s_{sq}}(k) & i^{s_{sd}}(k-1) & i^{s_{sq}}(k-1) & u^{s_{sd}}(k) & u^{s_{sq}}(k) & u^{s_{sd}}(k-1) & u^{s_{sq}}(k-1) \\ i^{s_{sq}}(k) & -i^{s_{sd}}(k) & i^{s_{sq}}(k-1) & -i^{s_{sd}}(k-1) & u^{s_{sq}}(k) & -u^{s_{sd}}(k) & u^{s_{sq}}(k-1) & -u^{s_{sd}}(k-1) \end{pmatrix} \quad (3.29b)$$

$$\Theta = [f_{ak1} \quad f_{bk1} \quad f_{ak} \quad f_{bk} \quad h_{ak1} \quad h_{bk1} \quad h_{ak} \quad h_{bk}] \quad (3.29c)$$



Segundo o modelo 3.28 o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo (RLS) se escreve [ASTRÖM, 1984]:

$$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) + K(k)[y(k+1) - T(k+1).\hat{\Theta}(k)]$$

com

$$K(k) = P(k).T^t(k+1)[I_2 + T(k+1).P(k).T^t(k+1)]^{-1}$$

$$P(k+1) = P(k) - K(k).T(k+1).P(k)$$

$$P(0) = I_8/e \text{ onde } e \ll 1$$

onde:

$\hat{\Theta}(k)$  é o vetor parâmetro estimado no instante  $k$ ,

$K(k)$  é o vetor de ganho no instante  $k$ ,

$P(k)$  pode ser associado a covariância dos parâmetros no instante  $k$ ,

$I_8$  é a matriz identidade de ordem 8.

### 3.7.6 Resultados de simulação - Estimação dinâmica

A estimação dos parâmetros do modelo corrente-tensão foi estudada por simulação em baixas e altas velocidades com diversos tipos de sinal de excitação  $u(k)$ : degrau de fonte trifásica senoidal, tensão trifásica pseudo-aleatória e tensão de inversor "seis degraus ( $180^\circ$ )". Esses estudos foram realizados considerando-se a medição de corrente com e sem ruído aditivo. Com a alimentação senoidal trifásica (entrada em degrau) e uma alimentação pseudo-aleatória, a simulação tem como base o sistema mostrado na Fig. 3.15. Neste sistema, o motor de CC impõe a velocidade do motor de indução. No caso da alimentação senoidal, a estimação é feita nos primeiros ciclos da forma de onda (estado transitório). Com uma alimentação "seis degraus", a estimação é realizada com a máquina assíncrona isolada da máquina de CC, operando em regime permanente. O estimador usado é o estimador dos mínimos quadrados recursivo. Na Fig. 3.16a,b e 3.16c são mostradas as formas de onda de tensão e corrente juntamente com o resultado da estimação do parâmetro  $f_{ak}$  em alta velocidade. Nesta figura o sinal de corrente está contaminado com ruído. O sinal de ruído é distribuído uniformemente no intervalo  $-0.05$  à  $0.05$ . Na Tabela 3.5 estão os resultados da estimação para todos os parâmetros do controlador de corrente estimados com base no modelo corrente-tensão para cada tipo de alimentação citada anteriormente.

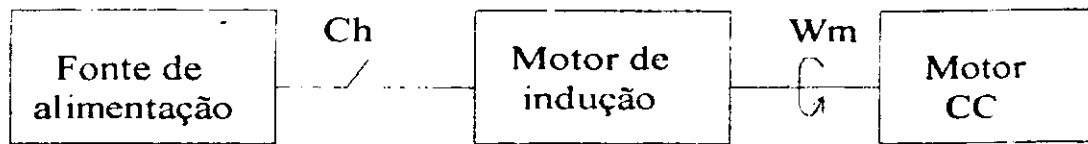


Fig. 3.15 Sistema utilizado para estimação dos parâmetros.

Da Tabela 3.5 verifica-se que o ponto de operação da máquina tem influência sobre os valores estimados, quando a estimação é realizada com sinais contaminados com ruído. Particularmente, os piores resultados da estimação, para os parâmetros " $f_s$ " do controlador de corrente, ocorrem na velocidade de 10 rad/s com alimentação pseudo-aleatória e o mesmo acontece para os parâmetros " $h_s$ " com alimentação senoidal em baixa velocidade. Provavelmente, os erros cometidos na estimação com parâmetros " $f_s$ " para a alimentação pseudo-aleatória em baixa velocidade ( $W_m = 10$  rad/s) deve-se a pior relação sinal-ruído dos dados de corrente comparados com os sinais obtidos em alta velocidade ( $W_m = 370$  rad/s).

Uma outra montagem usada para a estimação é com a máquina assíncrona desacoplada da máquina de CC e uma alimentação trifásica "seis degraus". A vantagem desse esquema é a ausência da máquina CC. Entretanto, é possível verificar que os resultados da estimação dos parâmetros discretos para este tipo de alimentação, na condição de regime permanente, não são tão precisos quanto aqueles obtidos com a montagem que inclui a máquina de CC. Isto é observado, nos casos em que o sinal de corrente não está contaminado com ruído (Tabela 3.5).

Quanto à obtenção dos parâmetros contínuos através dos parâmetros discretos, com aproximação de primeira ordem, os resultados indicam (Tabela 3.5) que apenas um parâmetro ( $\sigma_{f_s}$ ) é estimado com razoável precisão em qualquer situação. Os outros parâmetros estimados diferem razoavelmente dos valores corretos sendo, portanto, resultados com baixa confiabilidade. A precisão do parâmetro contínuo ( $\sigma_{f_s}$ ) deve-se ao fato do mesmo ser obtido diretamente do parâmetro discreto  $h_{ak1}$  que é estimado com razoável precisão em qualquer situação.

Em resumo, os parâmetros discretos, inclusive os pólos discretos do motor, são estimados corretamente na condição de medição sem ruído. Quando é considerado ruído de medição a estimação, com o método dos mínimos quadrados e sem tratamento das medições é menos precisa em algumas situações. Os parâmetros contínuos na medida que são obtidos dos parâmetros discretos, refletem a precisão destes parâmetros discretos.

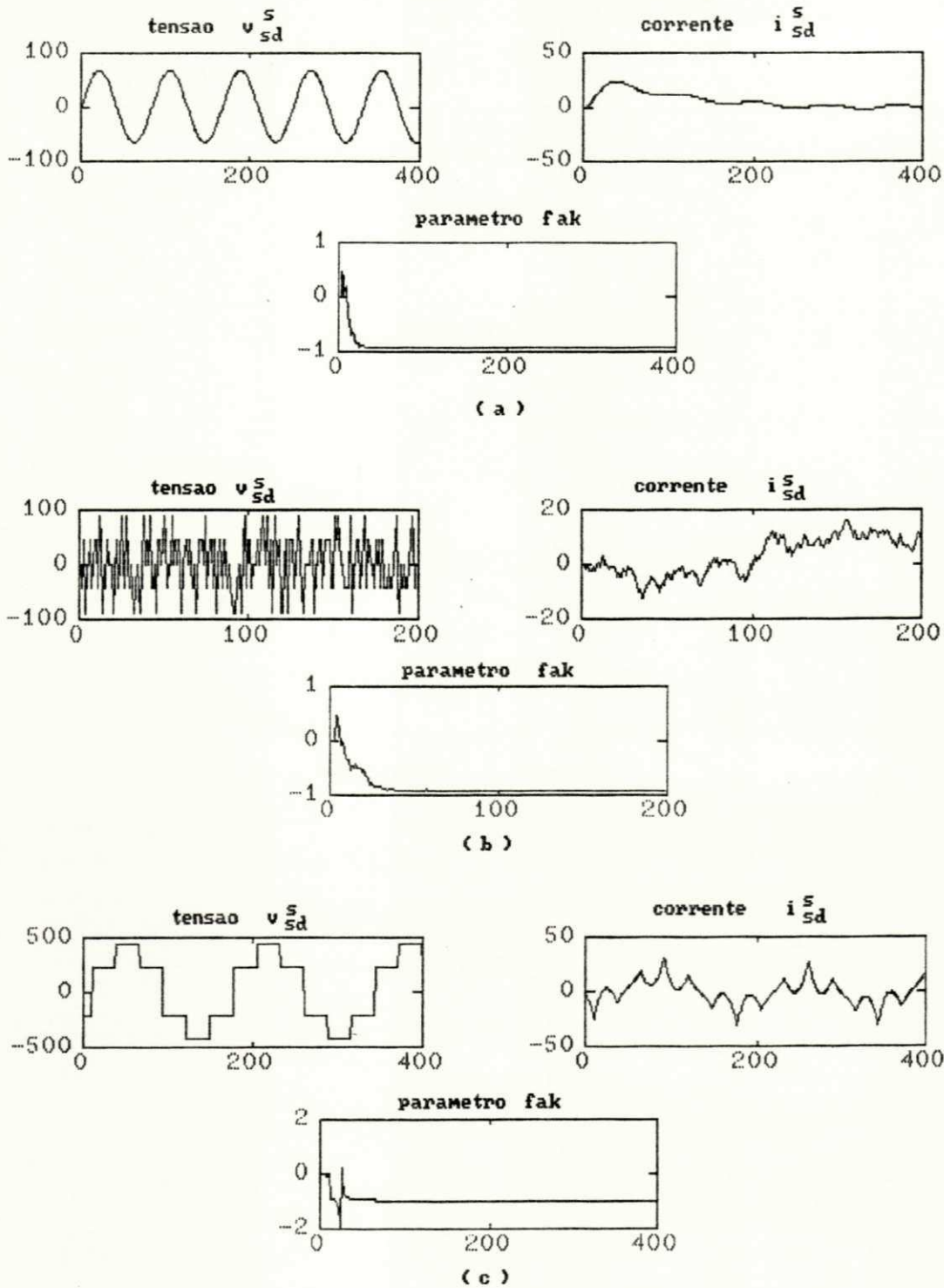


Fig. 3.16. Formas de onda do corrente e tensão e resultado da estimação do parâmetro fak em alta velocidade (a) alimentação senoidal (b) Alimentação pseudo-aleatória (c) Alimentação seis degraus

Tabela 3.5

PARÂMETROS												
Controlador de corrente									Rs	Ls	$\sigma Ls$	Lmr
	fak	fbk	fakl	fbkl	hak	hbk	hakl	hbkl				
REAL												
Wm= 10 rad/s	-0.941	0.001 9	1.941	- 0.0019	0.033	0.0001	0.033	0.000 0	0.390	0.094	0.0059	0.088
Wm=370	-0.938	0.069 6	1.938	-0.071	-0.033	0.0024	0.033	0.000 0				
ALIMENTAÇÃO SENOIDAL SEM RUÍDO												
Wm= 10 rad/s	-0.941	0.001 9	1.941	- 0.0019	-0.033	0.0001	0.033	0.000 0	0.394	0.093	0.0061	0.087
Wm=370	-0.938	0.069 6	1.938	- 0.0705	-0.033	0.0024	0.033	0.000 0	0.398	0.029	0.0061	0.023
ALIMENTAÇÃO SENOIDAL COM RUÍDO												
Wm= 10 rad/s	-0.892	0.002 8	1.892	- 0.0027	-0.033	-	0.033	0.000 2	7.189	0.084	0.006	0.0774
Wm=370	-0.923	0.070	1.92	-0.071	-0.033	0.0022	0.033	0.000 3	0.478	0.034	0.006	0.0283
ALIMENTAÇÃO PSEUDO-ALEATÓRIA SEM RUÍDO												
Wm= 10 rad/s	- 0.9407	0.001 9	1.941	- 0.0019	-0.033	0.0001	0.033	0.000 0	0.391	0.094	0.0061	0.088
Wm=370	-0.94	0.07	1.94	-0.071	-0.033	0.0024	0.033	0.000 0	0.3976	0.029	0.0061	0.023
ALIMENTAÇÃO PSEUDO-ALEATÓRIA COM RUÍDO												
Wm= 10 rad/s	-0.331	-0.041	1.29	0.045	-0.0116	-0.0015	0.033	0.000 0	2.23	0.0081	0.0061	0.0021
Wm=370	-0.938	-0.070	1.938	- 0.0705	-0.033	0.0024	0.033	0.000 0	0.399	0.061	0.0061	0.012
REAL												
Wm =37.7rd/s	- 0.0941	0.007 3	1.941	- 0.0074	-0.033	0.0003	0.033	0.000 0				
Wm =377 *	-0.969	0.036 3	1.969	-0.037	-0.017	0.0006	0.017	0.000 0				
ALIMENTAÇÃO SEIS-DEGRAUS SEM RUÍDO												
Wm =37.7rd/s	-0.943	0.004 2	1.943	- 0.0044	-0.033	0.0002	0.033	0.000 0	0.095	0.028	0.0061	0.022
Wm =377 *	-0.967	0.037 2	1.967	-0.037	-0.0166	0.0006	0.0167	0.000 0	-0.051	-0.029	0.006	-0.035
ALIMENTAÇÃO SEIS-DEGRAUS COM RUÍDO												
Wm =37.7rd/s	-0.919	0.003 2	1.919	- 0.0028	-0.033	0.0002	0.0336	0.000 0	-1.628	0.168	0.0059	0.162
Wm =377 *	-0.966	0.038	1.966	-0.038	-0.0166	0.0006	0.0166	0.000 0	-0.115	-0.01	0.006	-0.016

Obs.: Real indica que os parâmetros do controlador são calculados com base nos valores corretos dos parâmetros da máquina.

\* Tempo de amostragem de 100 $\mu$ s ( os outros controladores, são simulados com um tempo de amostragem de 200 $\mu$ s)

$$L_{mr} = L_m / L_r$$

### 3.8 Conclusão

Neste capítulo, o emprego de técnicas de estimação paramétrica surge como uma alternativa interessante para aprimorar a determinação dos valores dos parâmetros de máquinas assíncronas. A utilização dessas técnicas permite melhorar a modelagem da máquina na medida em que viabiliza o estudo da influência das perturbações, erros e ruídos de medição, na precisão dos resultados.

Estudou-se a estimação dos parâmetros do motor de indução segundo duas abordagens: estática e dinâmica. A primeira abordagem foi direcionada à estimação dos parâmetros contínuos do motor (parâmetros do circuito equivalente) a partir das características de regime permanente. Esta técnica de estimação passa por procedimentos de estimação não-linear. Nesse sentido, foram propostos dois procedimentos de estimação estática. Esses algoritmos utilizam o lema de inversão matricial (levando a um procedimento recursivo) permitindo contornar os problemas de matrizes mal condicionadas [GRAUPE, 1972]. Os resultados de simulação e experimentais mostram que os parâmetros são estimados satisfatoriamente, convergindo sem a necessidade de introduzir restrições ao vetor paramétrico, conforme propunha [HICKIEWICZ *et alli*, 1989] para o caso do motor de gaiola dupla.

Mediante os resultados obtidos, observa-se que a estimação dos parâmetros da máquina não deve estar baseada num único conjunto de dados, quando estes dados estão contaminados com ruído. Para escolher um vetor paramétrico confiável, é necessário a realização de várias estimativas, com diversos conjuntos de dados distintos. O limite da quantidade de conjuntos de dados necessário pode ser estabelecido até que se configure uma maior frequência de ocorrência de parâmetros que estejam próximos entre si. A média desses parâmetros, por exemplo, pode ser considerada como estimativa dos componentes do vetor paramétrico desejado. Caso contrário, o vetor paramétrico escolhido será aquele que melhor satisfaça as características de desempenho exigidas para sistema de acionamento.

Quanto aos algoritmos de estimação, aquele referente ao método global converge mais rapidamente para parâmetros próximos do valor real, embora, estes valores não forneçam o menor valor da função custo  $J(\theta)$ , quando comparado com a estimação resultante do método modificado para um mesmo número de iterações.

Do ponto de vista teórico, ambos os algoritmos minimizam o erro médio quadrado. O algoritmo modificado apresenta a vantagem da não necessidade de inversão de matrizes, possibilitando a computação, em separado, dos dados referentes a uma dada curva e suas respectivas derivadas. Além do mais, o tempo de execução do algoritmo independe do número de fontes de dados usadas no processo de estimação.

Na segunda abordagem, denominada estimação dinâmica, foi estudada a estimação dos parâmetros do modelo discreto corrente-tensão. Neste caso, trata-se de uma estimação linear e os parâmetros são variáveis com a velocidade. Os parâmetros estimados são exatamente aqueles necessários para o cálculo do controlador discreto de corrente estatórica. Além dos parâmetros do modelo corrente-tensão, é possível estimar os pólos e alguns parâmetros do modelo elétrico discreto completo do motor, e, com baixa precisão, alguns parâmetros contínuos.

### SISTEMA DIGITAL PARA O ACIONAMENTO DE MÁQUINAS ASSÍNCRONAS

#### 4.1. Introdução

Nos últimos anos, o acionamento de máquinas elétricas tem sofrido forte influência do desenvolvimento tecnológico dos microprocessadores e das chaves semicondutoras de potência. Estas duas linhas de desenvolvimento vem estimulando vários autores no sentido da concepção de técnicas mais aprimoradas tanto na parte da alimentação da máquina quanto no desenvolvimento de algoritmos dedicados ao acionamento de máquinas elétricas, em particular à máquina assíncrona operando em campo orientado [PIETRZAK *et alli*, 1992], [GARCIA *et alli*, 1990], [SEIXAS, 1988].

O objetivo neste capítulo é o desenvolvimento de um sistema de acionamento experimental puramente digital. Este sistema é destinado ao acionamento do motor de indução alimentado por um inversor trifásico, cujos sinais de comando são gerados por um microcomputador operando em tempo real.

A operação do sistema é controlada por um programa escrito em linguagem de alto nível. Este programa coordena as tarefas de aquisição, controle e comando. A concepção do programa permite que ele seja empregado em acionamento de máquinas elétricas de uma forma geral.

O sistema de acionamento implementado é composto por uma fonte de tensão PWM, uma malha de regulação de corrente, um controlador de fluxo/conjugado e uma malha de regulação de velocidade.

Dois técnicas de controle de fluxo/conjugado são implementadas. Uma delas é a técnica escalar corrente/escorregamento controlados e a outra é a técnica vetorial de campo orientado indireto. No controle escalar procura-se utilizar a mesma grandeza de excitação (fluxo rotórico) da técnica de campo orientado

Uma descrição do programa e de cada sub-sistema que integra o sistema de acionamento, assim como os resultados dos testes de avaliação do comportamento do sistema, são apresentados.

## 4.2. Composição do sistema de acionamento

A estrutura do sistema na sua parte material é composta de três sub-sistemas: um motor de indução com captor de posição e sensores de corrente, um inversor trifásico a transistores e um microcomputador PC-386-SX dotado de cartões de interface para aquisição de dados e envio dos sinais de comando (Fig. 4.1).

A tensão do barramento de corrente contínua ( $E_d$ ) que alimenta o inversor trifásico é obtida a partir da rede de distribuição trifásica empregando um retificador trifásico não controlado e um filtro passivo. A máquina assíncrona é alimentada através do inversor trifásico a transistores bipolares ( $T_1/D_1$  a  $T_6/D_6$ ) na Fig. 4.1. O ciclo de trabalho de cada braço do inversor é determinado por um circuito de temporização programável (PIT) que comanda as bases dos transistores. A isolamento galvânica entre o sinais de comando do temporizador e o circuito de potência é feita através de acopladores óticos. Os sinais de comando são gerados segundo uma técnica de modulação em largura de pulso (PWM). A máquina de corrente contínua acoplada mecanicamente ao eixo serve para simular a presença da carga mecânica que define o regime de funcionamento através da curva torque-velocidade.

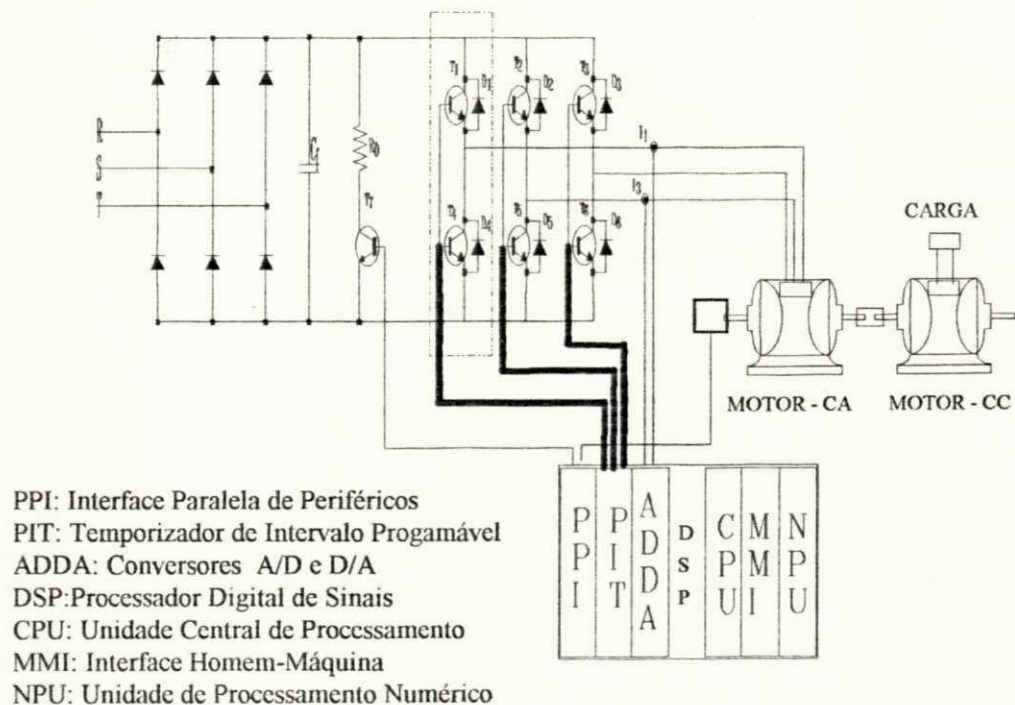


Fig. 4.1 Representação do sistema de acionamento completo.

A medição da posição angular do eixo motor é obtida através de um captor ótico. Esse captor fornece uma leitura da posição absoluta numa palavra de 9 nove bits em código Gray. Tal palavra binária é enviada ao microcomputador por intermédio de uma PPI e, posteriormente, convertida para posição angular em ponto flutuante. A velocidade angular é obtida diretamente da taxa de variação angular no tempo. As correntes de fase da máquina são medidas através de dois sensores de corrente de efeito Hall (SCEH). Esses dispositivos são utilizados para isolar o circuito de potência que alimenta a máquina do circuito de medição ligado diretamente ao microcomputador. Os sinais de corrente são convertidos em sinais de tensão na saída de tais dispositivos. A medição das correntes é feita por meio de conversores analógico-digitais com resolução de 12 bits, com circuitos de amostragem e retenção (track and hold) independentes operando simultaneamente.

Os circuitos de interface do microcomputador com o temporizador programável, o codificador de posição e os conversores analógico-digitais estão alojados em cartões especiais compatíveis com o barramento IBM-PC. A escolha do microcomputador IBM-386-SX é justificada por razões de simplicidade e funcionalidade. O sistema operacional desse tipo de microcomputador é bastante simples e dispõe de compiladores para linguagens de alto nível que permitem estabelecer um ambiente de programação em tempo real. Na presente implementação, é adotada a linguagem C de programação para codificar os programas de aquisição de dados e controle. O ambiente de desenvolvimento dessa linguagem permite iniciar a execução de programas em tempo real e recuperar os recursos do sistema operacional no término da execução dos mesmos. Tal procedimento reduz de forma substancial a duração do ciclo de teste de programas em tempo real pois a passagem pela codificação dos programas em assembler com a gravação de memórias EPROM é virtualmente eliminada na fase de testes. Uma outra justificativa, para a escolha de um microcomputador do tipo IBM-386-SX compatível, é a possibilidade de ampliar, de forma relativamente simples, a capacidade computacional do sistema. Quando a técnica de controle envolver um volume de operações aritméticas que inviabilize sua execução pela CPU do microcomputador pode-se empregar cartões de processadores de sinal (TMS 320) compatíveis com o barramento IBM-PC para obter uma estrutura de multiprocessamento paralelo, [LIMA *et alli*, 1990]. Em contra partida, a introdução de um processador de sinal, que não dispõe de recursos para ser programado em linguagem de alto nível, compromete a flexibilidade do sistema, principalmente na fase inicial de desenvolvimento, pois dificulta a introdução de novas tarefas, estabelecidas numa sequência de testes.



### 4.3. Programa digital para o acionamento de máquinas assíncronas.

Com a infra-estrutura básica descrita anteriormente, foi desenvolvido um programa para o acionamento de máquinas elétricas, operando em tempo real. Em particular, este programa é utilizado no acionamento de um motor de indução em campo orientado (anexo C). A característica principal desse programa é a sua flexibilidade no sentido de facilitar a inclusão ou a retirada de instruções com extrema facilidade.

A estrutura desse programa é bastante simples, constando apenas de um programa principal, a sub-rotina de aquisição/controle/comando e a sub-rotina de comunicação com teclado. Em intervalos regulares de tempo, a seqüência de operação do programa principal é desviada para a sub-rotina de controle pela solicitação de uma interrupção, gerada pelo contador interno do microcomputador previamente programado. No final da execução desta sub-rotina, o sistema retorna para o programa principal aguardando uma nova interrupção gerada pelo contador ou uma interrupção gerada pelo teclado. Quando uma tecla é pressionada, o programa é desviado para a sub-rotina de comunicação com teclado fazendo a leitura dos caracteres que comandam o término do programa. Duas teclas específicas são utilizadas para este fim, a tecla ESC e a tecla de espaço. A tecla ESC é utilizada para interromper a execução do programa, logo após o reconhecimento do código gerado por ela. A barra de espaço é utilizada, também, para a interrupção do programa. Outras teclas podem ser utilizadas para estas mesmas tarefas ou para acionar tarefas específicas introduzidas no sistema.

O diagrama de tempo, representativo da ocorrência dos eventos gerados no programa, é apresentado na Fig. 4.2. No início do período de amostragem, um sinal é enviado para a retenção dos sinais de corrente provenientes do SCEH. Em seguida são executadas as funções de aquisição, controle e comando. Finalmente, os contadores são carregados e a contagem liberada. A saída dos contadores representa exatamente o padrão de modulação da tensão que é aplicada ao motor de indução através do inversor trifásico. É evidente que para a distribuição de tarefas ao longo do período  $T_e$ , como apresentado na Fig.4.2, existirá um retardo na geração desse padrão de um intervalo de tempo equivalente ao período de amostragem. O dimensionamento dos controladores de corrente adotados neste trabalho, leva em conta esse retardo de tempo. Os detalhes de implementação são apresentados no item 4.8.2. Um outro aspecto a ser observado, é que o tempo gasto para execução de todas as tarefas ocupa todo o período de amostragem.

#### 4.4 Funções de controle e estimação de parâmetros

As duas funções ou procedimentos principais (de alto nível) necessários à realização do sistema de acionamento são: controle e estimação de parâmetros.

A função controle é realizada por quatro controladores em cascata: controlador de velocidade, controlador indireto de fluxo-conjugado, controlador de corrente e fonte de tensão PWM (Fig. 4.3).

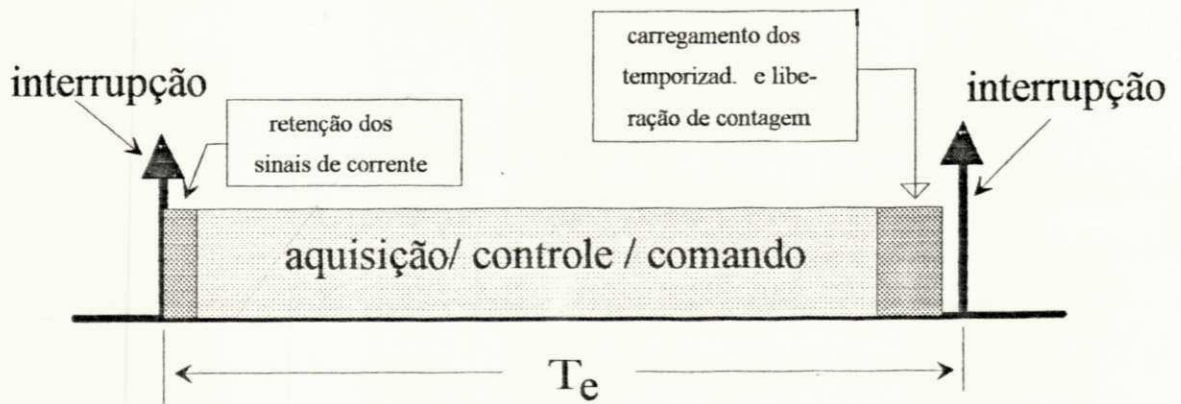


Fig 4.2 Diagrama simplificado de tempo

Os parâmetros usados no dimensionamento dos controladores são obtidos através do procedimento de estimação estática apresentados no capítulo III (método global ou o método modificado).

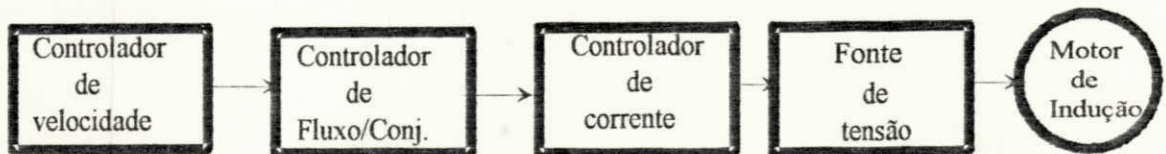


Fig 4.3 Diagrama em blocos do sistema

O desenvolvimento dos sub-sistemas referentes às funções de aquisição, controle e comando são tratados nos itens subsequentes.

## 4.5 Módulo de comando e aquisição

No sistema, o microcomputador coleta amostras dos sinais de corrente e posição do motor, em intervalos regulares de tempo, e envia os sinais do padrão de modulação ao inversor trifásico. Esta comunicação entre o microcomputador e o meio externo só é possível com auxílio de um cartão de interface apropriado.

Neste trabalho foi utilizado um cartão denominado CACO (circuito de aquisição e comando) [ALVES, 1990], projetado para ser utilizado nos microcomputadores da linha IBM-PC.

Na Fig.4.4 são mostrados os blocos básicos que compõem o CACO. Nela podemos destacar uma porta paralela de E/S (PPI-8255), os contadores (PIT-8254) e um conjunto de flip-flops ligados as saídas destes contadores. O 8255 é programado para possuir duas entradas de oito bits e uma porta de saída. Através das entradas é obtida a leitura de posição proveniente do captor em código gray (9 bits), posteriormente convertida para posição angular (rad). A porta de saída é destinada ao envio de sinais de comandos internos para dispositivos do próprio cartão (CACO) e sinais de comando do circuito de amostragem e retenção, sincronizados com o período de amostragem.

O cartão foi projetado com dois temporizadores PIT-8254. No entanto, apenas um deles é suficiente para a geração dos sinais de modulação, pois cada dispositivo possui três contadores independentes de 16 bits. Estes contadores, operando com um relógio de frequência fixa e estável, compõem o meio mais frequentemente utilizado na geração de intervalos de contagem proporcionais a largura dos pulsos de comando do inversor. Tais intervalos estão relacionados com amostras dos sinais de referência gerados nas saídas dos controladores de corrente.

No sistema implementado, o cartão de interface utilizada tem seus contadores programados no modo "0", modo típico para a contagem de eventos. Cada contador é carregado com dois bytes sucessivamente. Neste modo de programação, e com essa maneira de carregamento, a saída do contador permanece no nível lógico "0" até que a contagem dos pulsos de "clock" atinja o valor previamente carregado no contador (a palavra carregada é decrementada até atingir o valor zero). Nesse instante, a saída do contador muda para o nível lógico 1. A saída retornará ao estado inicial após o carregamento de um novo valor de contagem, isto é, após o carregamento do primeiro byte.

A aquisição dos sinais analógicos (correntes de duas fases provenientes dos SCEHs) é feita com auxílio de dois cartões: um destinado a amostragem e retenção e outro para conversão analógica (STD-5012). Este último cartão é projetado para trabalhar com os microcomputadores compatíveis da linha IBM-PC, podendo ser totalmente controlado por software. Uma tensão analógica é convertida em uma palavra digital de 12 bits e posteriormente, via programação, transformada para o valor numérico correspondente em ponto flutuante. O método de conversão usa a técnica de aproximações sucessivas e o tempo entre as conversões consecutivas é da ordem de  $25\mu\text{s}$ .

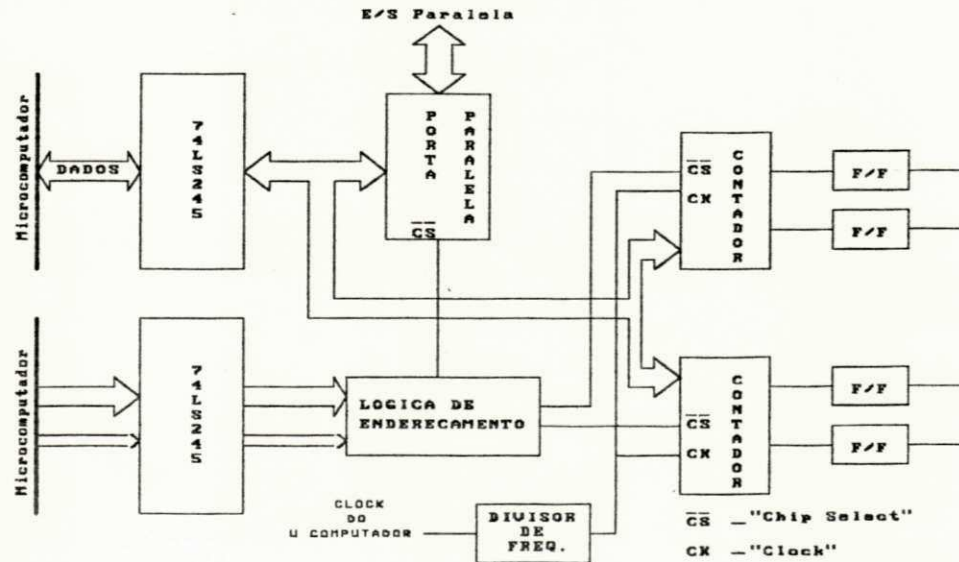


Fig. 4.4 Estrutura em blocos do CACO.

Todos os cartões, juntamente com o circuito de amostragem e retenção compõem o módulo de aquisição e comando. A escolha destes cartões se apoia na facilidade de sua manipulação por meio de software, com emprego de uma linguagem de alto nível. Além disso, o conversor é relativamente rápido na conversão de uma amostra e o CACO permite a geração de padrões de modulação diferentes.

A posição angular resultante da leitura do captor de posição e a tensão do sinal de corrente na saída do conversor são grandezas originalmente binárias. Em particular, na saída do captor, a posição angular é transformada para o código gray e, para o cálculo da velocidade na sub-rotina de controle, essa grandeza é transformada em unidades de ângulo (rad). Similarmente, a palavra binária resultante da amostragem na saída do conversor é convertida para o valor correspondente em ponto flutuante. Estas conversões podem ser realizadas dentro da sub-rotina de controle após a amostragem dos sinais. Entretanto, elas aumentam o número de operações

aritméticas na sub-rotina, reduzindo o tempo disponível para a execução das tarefas de controle. Uma forma direta e elegante na conversão dessas grandezas é a utilização de tabelas. Tais tabelas são geradas no início do programa de forma a estabelecer uma correspondência entre o valor binário e o seu valor equivalente em ponto flutuante. Assim, é possível minimizar o tempo de transformação na sub-rotina de controle, visto que a operação de busca em tabelas é mais rápida do que uma multiplicação, principalmente quando as variáveis são de tipos diferentes (por exemplo, inteiro e ponto flutuante).

#### **4.6. Escolha dos parâmetros do modelo**

No capítulo III foi apresentado o estudo da estimação de parâmetros do motor de indução com o modelo estático (características de regime permanente) e dinâmico (modelo discreto corrente-tensão).

Os parâmetros usados na realização experimental do sistema de acionamento com controle de velocidade, aqui desenvolvido, são obtidos através do método de estimação estática. Este método é aplicado na determinação dos parâmetros do motor de indução de gaiola simples para vários valores de velocidade da máquina. Os dados processados pelo algoritmo são obtidos das curvas estáticas de corrente, potência e fator de potência (capítulo III). A escolha dessas curvas características estáticas foi motivada pela simplicidade da instrumentação necessária à aquisição dos dados experimentais. Do ponto de vista prático, estes dados são coletados por amostragem através de conversores A-D com a máquina alimentada pelo inversor trifásico. A forma de onda de alimentação, na saída do inversor, utilizada no levantamento das curvas características estáticas, foi gerada empregando-se a técnica de modulação vetorial (anexo E). O programa usado na realização dos testes tem a mesma estrutura do programa de acionamento. Entretanto, o cálculo dos tempos que define o padrão de modulação não são realizados na sub-rotina de controle. Estes tempos são inicialmente calculados e armazenados em tabelas e posteriormente carregados nos contadores dentro dessa sub-rotina.

#### **4.7 Período de amostragem.**

Um critério geralmente útil, para escolha do período de amostragem, tem como ponto de partida a resposta ao impulso do sistema a ser regulado. Escolhe-se um intervalo de tempo  $T_e$  de tal maneira que os sinais de saída amostrados no final do período de amostragem representem

fielmente a resposta do sistema contínuo. De uma forma geral, para se ter um comportamento dinâmico bem representado nos instantes de amostragem, os polos da função de transferência da planta devem estar localizados dentro de uma região bem definida no plano- $z$  [BÜHLER, 1982].

Dos resultados obtidos dos ensaios clássicos e dos resultados de estimação, observou-se que para intervalos de amostragem inferiores a 1.7ms, com a frequência variando de 0 a 60Hz, os polos do modelo discreto da máquina estão dentro da região que define uma boa escolha do período de amostragem. As razões que limitaram o tempo de amostragem em 1ms foram:

- O tempo de cálculo das funções de controle.
- A possibilidade de introdução de novas instruções dentro do algoritmo de controle.

O tempo de 1ms corresponde aproximadamente ao limite máximo de execução de todas as instruções dentro da sub-rotina de controle.

## 4.8. Controladores

### 4.8.1. Fonte de tensão

Na fase inicial do trabalho, a fonte de tensão usada no acionamento foi baseada na técnica de modulação vetorial devido a sua característica de redução dos harmônicos na forma de onda de corrente. Entretanto, em consequência do limite de tempo estabelecido para o período de amostragem, não é possível a implementação desta técnica juntamente com as outras funções de aquisição, comando e controle em tempo real. Em vista desse fato, optou-se por uma técnica de modulação mais simples (modulação regular assimétrica - MRA) [SEIXAS, 1988]. Localizando adequadamente os intervalos de tempo obtidos segundo a técnica MRA, tanto a técnica de modulação aqui utilizada e aquela empregada no capítulo III são similares no sentido da simetria do pulso gerado no período de amostragem, como mostrado a seguir.

Na técnica MRA, a equação que determina o intervalo de tempo de aplicação da tensão de barramento para a composição da forma de onda de referência é estabelecida na forma a seguir. Considere-se o braço de uma das fases do inversor alimentando uma carga como indicado na Fig. 4.5. A seqüência de chaveamento dos transistores de um braço deve ocorrer de tal maneira que a tensão média ( $V_{med}$ ) na saída do braço, imposta pelos contadores dentro do período de amostragem ( $T_e$ ), corresponda ao valor da tensão de referência ( $v(k)$ ) amostrada no início daquele período. Desta forma, em termos dos valores médios tem-se:

$$T_c v(k) = (t_1 - t_2) (E_d/2) \tag{4.1}$$

onde,

$$t_1 + t_2 = T_c$$

e  $v(k)$  é valor da tensão de referência no instante  $k$ .

Conseqüentemente, o intervalo de tempo de condução da chave  $s_1$  é dado por:

$$t_1 = \frac{T_c}{2} \left( 1 + \frac{2 \cdot v(k)}{E_d} \right) \tag{4.2}$$

Note-se que o máximo valor de  $t_1$  corresponde a um período de amostragem e neste caso, o valor máximo que  $v(k)$  deve assumir é igual a  $E_d/2$ .

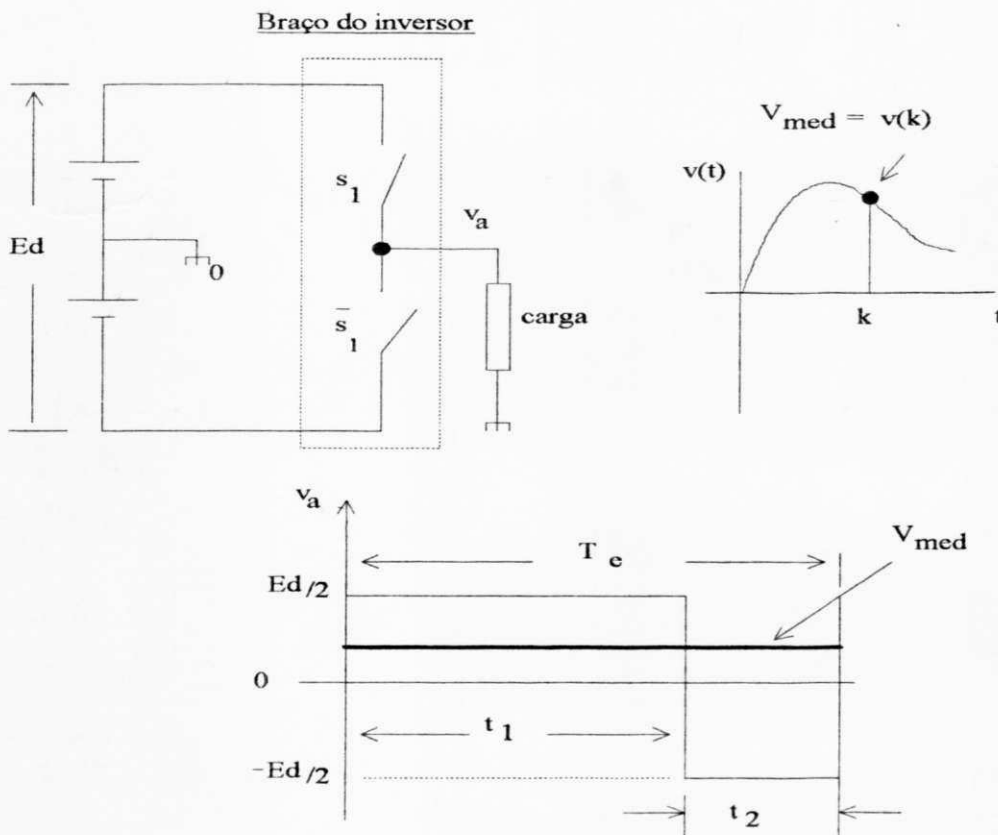


Fig 4.5 Exemplo do cálculo do tempo para a modulação MRA.

No caso particular da geração de uma alimentação trifásica para o motor são calculados os tempos  $t_1$  (eq. 4.2) para cada braço ( $t_{1a}$ ,  $t_{1b}$  e  $t_{1c}$ ) segundo a tensão de referência de cada fase. Se as bobinas do estator da máquina estão ligadas em estrela com o neutro flutuante e for considerada uma carga trifásica simétrica, o valor médio de tensão que aparece em cada bobina no período de tempo  $T_e$  será igual a tensão de referência, pois o valor médio da tensão entre o neutro flutuante do motor e o ponto intermediário da fonte de tensão  $E_d$ , em cada período de tempo  $T_e$ , será nulo.

Note-se que o padrão de modulação apresentado na Fig. 4.5 é assimétrico com relação ao período de amostragem. Todavia, o cálculo dos tempos  $t_1$  e  $t_2$ , durante o qual as chaves  $s_1$  está fechada e a chave  $s_1$  está aberta ( $\bar{s}_1$  - fechada), respectivamente, depende do mesmo valor da tensão  $v(k)$  amostrada no instante  $k$ . Portanto, o padrão de modulação, durante o período de amostragem, pode ser idêntico ao mostrado na Fig. E2 (anexo E- chave S1). Isto é, a impulsão gerada é simétrica no período de amostragem. Com isso é preservado o conceito de modulação regular simétrica [SEIXAS, 1988].

#### 4.8.2. Controle de corrente

Na implementação do sistema de acionamento, abordado neste capítulo, foi utilizado o controlador de corrente discreto baseado no modelo de primeira ordem. O controlador empregado é do tipo PI. A estrutura dos controladores de corrente é mostrada na Fig. 4.6. A diferença entre a estrutura proposta no capítulo II (Fig. 2.17) e a atual, é que o controlador atua diretamente nas correntes de fase evitando-se a mudança de referencial para o eixo  $d,q$  no estator. Este arranjo elimina a execução de cálculos adicionais minimizando o tempo gasto na execução do algoritmo. Note-se também, que a compensação da  $f_{cem}$  é feita através do cálculo dessas grandezas por fase. Vale ressaltar que, o controle de corrente com o eixo  $d,q$  no estator e o controle feito diretamente na corrente de fase apresentam o mesmo comportamento dinâmico, pois a função de transferência em ambos os casos tem a mesma equação característica.

A razão principal para a escolha desse tipo de controlador é a sua facilidade de implementação associada ao fato de haver um pequeno número de operações aritméticas quando comparado com outras estruturas. Na atual infra-estrutura de desenvolvimento seria impossível a implementação do controlador preditivo obtido do modelo corrente-tensão.

As equações dos controladores de corrente segundo o esquema apresentado na figura 4.6, são as seguintes:



$$v'_a(k) = k_p e_a(k) + k_i \sum_0^k e_a(i) \quad (4.3)$$

onde,

$$e_a(k) = i_a^*(k) - i_a(k)$$

Compensando-se a fcm, a tensão aplicada à máquina será:

$$v_a^*(k) = v'_a(k) + e_{fma}(k) \quad (4.4)$$

ou ainda;

$$v_a^*(k) = k_p e_a(k) + k_i \sum_0^k e_a(i) + e_{fma}(k) \quad (4.5)$$

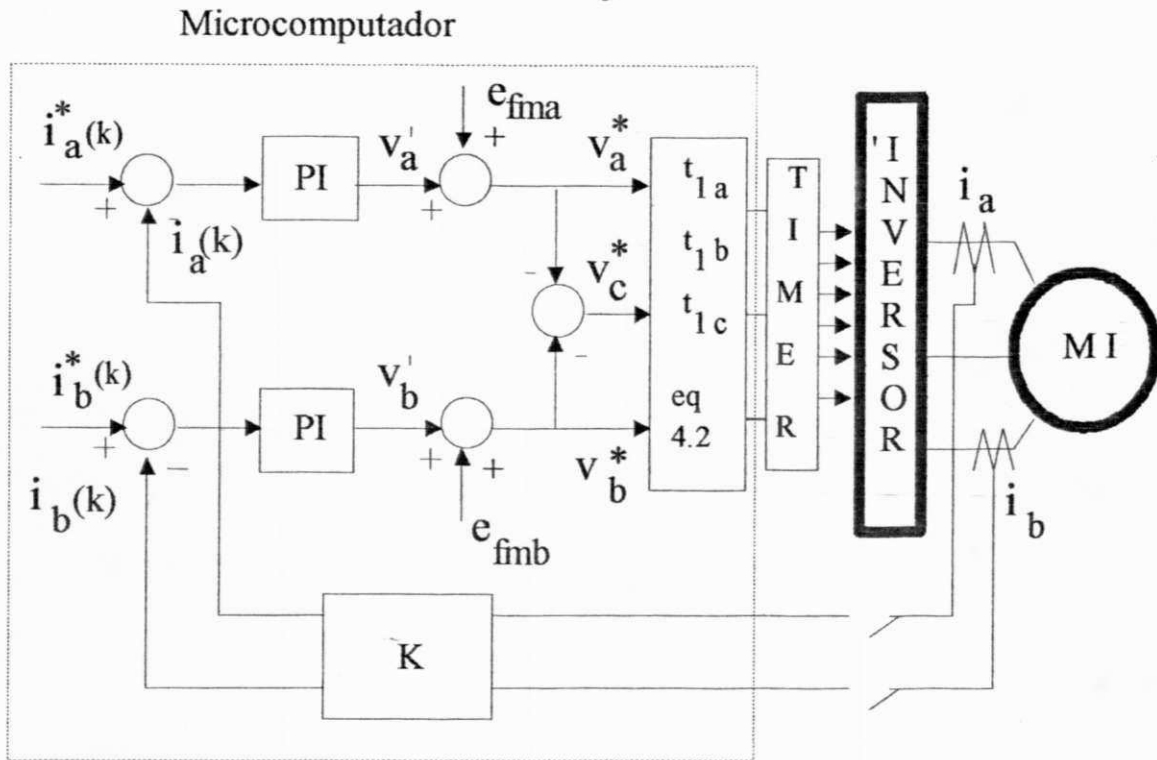


Fig. 4.6 Controladores de corrente por fase.

A equação 4.5 fornece a saída do controlador de corrente com compensação da fcm. Entretanto, nessa formulação é necessário computar a soma do erro de corrente e este valor pode atingir o limite do número máximo estabelecido para o microcomputador ("overflow"). Principalmente se a operação for realizada com números inteiros. Neste caso, o programa será interrompido. Para evitar a interrupção do programa é necessária a introdução de uma instrução

que limite o valor da soma do erro de corrente. Uma alternativa mais versátil, que contorna este tipo de problema, é a forma recorrente apresentada na equação 4.6.

$$v_a^*(k) = v_a^*(k-1) + k_s e_a(k) - k_p e_a(k-1) + e_{fma}(k) - e_{fma}(k-1) \quad (4.6)$$

onde,

$$k_s = k_p + k_i$$

Com esta equação é possível reduzir o tempo gasto para a implementação do controlador, visto que a execução de uma instrução de transferência (uma instrução empregando o comando IF) é eliminada no algoritmo.

O controlador de corrente da fase "b" também é implementado segundo a equação 4.6.

As posições angulares, relativas às diversas grandezas elétricas da máquina, podem ser facilmente observadas no diagrama de regime permanente apresentado no anexo C. Desse diagrama, ou das equações em campo orientado, a amplitude e fase da  $f_{em}$  são dadas por:

$$e_{fem} = w_r \frac{m s r^2}{l_r} i_{sd}$$

$$\theta_{fem} = \delta_i + (\pi/2 - \delta)$$

$$\delta_{ir} = \arctg(i_{sq}/i_{sd}) \quad (4.7)$$

onde  $\delta_i$  é a posição angular do vetor resultante das correntes estatóricas relativo ao eixo "s<sub>1</sub>" e  $\delta_{ir}$  é o ângulo de carga.

De posse das tensões  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  e  $v_c^*$  calculadas por meio da equação 4.6, são estabelecidos os tempos  $t_{1a}$ ,  $t_{1b}$  e  $t_{1c}$  de acordo com a equação 4.2. Cada um desses tempos é convertido para número inteiro e carregado nos contadores. Note-se que os tempos  $t_{1a}$ ,  $t_{1b}$  e  $t_{1c}$  estão associados às chaves  $s_1$ ,  $s_2$  e  $s_3$  para cada braço do inversor.

As constantes do controlador  $k_p$  e  $k_i$  são obtidas a partir das constantes de tempo  $T_n$  e  $T_i$  do regulador PI contínuo, considerando-se um retardo de tempo de um período de amostragem [BÜHLER, 1982]. De fato, com um período de amostragem relativamente pequeno ( $T_e/T_1 < 0.5$ ,  $T_1$  - menor constante de tempo dominante do sistema) é possível estudar o sistema discreto como sendo contínuo. Este procedimento também pode ser feito se os polos dominantes do sistema discreto a regular estão dentro de uma região específica do plano z [BÜHLER, 1982]. Para o caso específico do motor de indução utilizado no projeto, os polos dominantes do sistema

discreto (motor) estão dentro daquela região. Estes valores são calculados com os parâmetros estimados na frequência de 15, 30 e 60 Hz dentro de uma faixa de 0 a 60 Hz para cada vetor paramétrico. Por isso, o cálculo das constantes do controlador é realizado considerando-se o sistema como contínuo.

O circuito de regulação contínuo equivalente é considerado como sendo composto por um sistema a regular ( $G(s)$  - motor), um elemento de retenção ( $G_{me}(s)$  - Inversor trifásico), um elemento de retardo puro ( $G_r(s)$  - retardo do tempo de cálculo) e o regulador de corrente  $G_c(s)$ . Logo, a função de transferência em malha aberta é dada por

$$G_o(s) = G_c(s) G_r(s) G_{me}(s) G(s) \quad (1.8)$$

onde,

$$G(s) = k_1 / (1 + sT_1) \quad k_1 = 1/r_s \text{ e } T_1 = \sigma l_s / r_s$$

$$G_{me}(s) = 1 / (1 + sT_e/2)$$

$$G_r(s) = 1 / (1 + s\varepsilon T_e) \quad \varepsilon \leq 1$$

$$G_c(s) = (1 + sT_n) / sT_i$$

Compensando o polo dominante do sistema e fazendo ajuste ótimo tem-se

$$T_n = T_1$$

$$T_i = 2 k_1 T_p' \quad T_p' = (1/2 + \varepsilon) T_e$$

Aproximando o sistema discreto para o sistema contínuo, os coeficientes do sistema discreto são dados por:

$$k_i = T_e / T_i \quad (4.9)$$

$$k_p = (T_n - T_e/2) / T_i \quad (4.10)$$

Substituindo os valores de  $T_i$  e  $T_n$  em 4.9 e 4.10 tem-se:

$$k_i = r_s / (1 + 2\varepsilon) \quad (4.11)$$

$$k_p = (\sigma l_s / T_e - r_s/2) / (1/2 + \varepsilon) \quad (4.12)$$

Como o tempo de execução da sub-rotina de controle corresponde a um período de amostragem, então,

$$k_i = r_s / 3 \quad (4.13)$$

$$k_p = (\sigma l_s / T_e - r_s/2) / 3 \quad (4.14)$$

As expressões 4.13 e 4.14 fornecem os ganhos do regulador discreto com compensação do polo dominante e um amortecimento relativo ótimo.

### 4.8.3. Controle de fluxo-conjugado

O objetivo inicial do trabalho é a realização do sistema de controle de velocidade usando a estratégia de campo orientado indireto. Entretanto, para comparar o desempenho do sistema em campo orientado com uma outra técnica de implementação material semelhante, optou-se pela técnica corrente e escorregamento controlados (controle escalar). Vale ressaltar que, em ambas as técnicas, o fluxo rotórico é mantido constante, tratando-se, portanto, da comparação entre dois sistemas que utilizam a mesma grandeza de excitação. Trabalho semelhante foi apresentado por [GARCIA *et alli*, 1990]. Entretanto a técnica escalar de controle de velocidade apresentada naquele trabalho procura manter o fluxo de magnetização constante.

#### 4.8.3.1 Campo orientado indireto

O controle de fluxo-conjugado baseado no princípio de campo orientado indireto já foi estudado por simulação no capítulo II, juntamente com os controladores de corrente.

A corrente de fase, com a máquina alimentada por meio de um inversor com uma tensão de amplitude e frequência conhecidas e girando na velocidade síncrona, é, aproximadamente, a corrente de magnetização. Desse valor de corrente e do modelo equivalente por fase (anexo B), onde os parâmetros são obtidos através de algoritmos de estimação, determina-se a componente de fluxo rotórico que pode servir como referência para o modelo de campo orientado. Estabelecido esse fluxo, a frequência da corrente estatórica é fornecida pela relação:

$$w_r = w_m + w_{rm} \quad (4.15a)$$

onde:

$$w_{rm} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (4.15b)$$

$w_m$  - Velocidade angular da máquina em radianos por segundo.

Note-se que a posição do vetor corrente com relação ao eixo  $s_1$  é dada pela integração da velocidade angular  $w_r$  mais o ângulo de carga  $\delta$ .

A implementação dessa técnica no microcomputador, admitindo-se que os parâmetros, principalmente aqueles que se referem ao rotor, e a corrente  $I_{sd}$  são constantes, pode ser facilitada em virtude da redução do número de operações aritméticas se a frequência de escorregamento  $w_{rm}$  for determinada por meio de uma tabela, previamente calculada. A razão para este procedimento é a minimização do tempo gasto para execução dessa técnica na sub-rotina de controle.

#### 4.8.3.2 Corrente e escorregamento controlado

Do circuito equivalente do motor de indução (anexo B), é deduzida a expressão (4.16c) que relaciona o valor eficaz da corrente de magnetização do fluxo rotórico ( $I_{sd}$ ) e o valor eficaz da corrente de fase  $I_s$ . Do diagrama pode-se escrever,

$$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \quad (4.16a)$$

com,

$$I_{sq} = (l_r/r_r)I_{sd} w_{rm} \quad (4.16b)$$

Substituindo (4.16b) em (4.16a) obtém-se,

$$I_s = I_{sd} \sqrt{1 + \left(\frac{l_r}{r_r} w_{rm}\right)^2} \quad (4.16c)$$

com,

$$w_r = w_m + w_{rm}$$

A técnica corrente/escorregamento controlados consiste em manter o módulo da corrente  $I_{sd}$  constante na condição de regime permanente. Como  $\phi_r = m_{sr} I_{sd}$ , a amplitude do fluxo enlaçado pelo rotor também é mantido constante.

Em termos de diagrama em blocos do controlador de velocidade para ambas as técnicas de controle, é possível observar que a diferença estrutural entre as duas técnicas é a ausência de um bloco chamado "ação de controle vetorial" [GARCIA *et alli*, 1990] na técnica corrente/escorregamento controlados. Este bloco, na técnica em campo orientado, é responsável

pelo ajuste correto da direção do vetor fluxo rotórico. Este ajuste é realizado acrescentando-se ao ângulo obtido da integração de  $w_r$  o ângulo de carga.

Observe-se que na técnica corrente/escorregamento controlados é corrigida apenas a amplitude do vetor fluxo rotórico enquanto que na técnica campo orientado tanto a amplitude como a posição relativa desse vetor são corrigidas.

#### 4.8.4. Cálculo da velocidade

No presente trabalho é usado um captor de posição absoluto para a medição da velocidade. Na saída do captor é obtida uma palavra digital de 9 bits, em código Gray, que representa a posição angular definida. Como a palavra digital de saída possui nove bits, são possíveis 512 posições angulares e cada intervalo, entre duas posições consecutivas, corresponde a um ângulo de 0.0123rad ou 0.705 graus ( $2\pi/2^n$ ) que representa a resolução do captor. O erro de leitura da palavra digital proveniente de um captor de posição em código gray corresponde à metade da sua resolução ( $\pm 2\pi/2^n$ ), quando este é de alta precisão. Em virtude das imperfeições de fabricação, este erro pode ser considerado igual ao valor da resolução do captor [HOESCHELE, 1971].

O cálculo da velocidade é realizado diretamente da taxa de variação angular (eq. 4.17). Como é possível ocorrer um erro de leitura correspondente a resolução do captor, a velocidade calculada é expressa pela equação (4.18) na condição mais desfavorável.

$$w_{cal} = (\theta_2 - \theta_1)/T \quad (4.17)$$

$$w_{cal} = w_{real} \pm 2 \frac{D\theta_m}{T} \quad (4.18)$$

onde,

$w_{real}$  - velocidade calculada com a posição angular correta.

T - Período de amostragem para a velocidade

$$D\theta_m = 2 \cdot \pi / 2^n$$

n - número total de bits do captor de posição

Como o erro independe da velocidade é evidente que, na medida em que a velocidade diminui, o erro percentual aumenta, prejudicando o cálculo da velocidade. Por exemplo, com um período de amostragem de 1ms (período de amostragem usado no dimensionamento dos controladores de corrente), o erro máximo cometido é de 24.54rad/s em qualquer velocidade.

Note-se que este erro aumenta mais ainda, quando a velocidade angular do eixo é usada para calcular a velocidade do campo girante. Como esse cálculo depende do número de pares de polos, o erro cometido no cálculo da velocidade é multiplicado por esta quantidade.

Uma alternativa para a redução deste erro é o aumento do período de amostragem para o cálculo da velocidade. No entanto, este período de tempo não pode ser aumentado indefinidamente, devendo ser calculado com base na constante de tempo mecânica do sistema. Tal intervalo de tempo deve ser limitado a um valor máximo de tal forma que a resposta dinâmica da velocidade do sistema possa ser acompanhada. Como a dinâmica da velocidade é expressa por uma equação de primeira ordem, o período de amostragem pode ser limitado de tal forma que a resposta ao impulso de conjugado seja bem representado nos instantes de amostragem. Nesse caso, o período de amostragem deve satisfazer a seguinte condição [BÜHLER, 1982]:

$$T \leq T_i/2 \quad (4.19)$$

onde,

$$T_i = J/K_f \text{ - Constante de tempo mecânica da máquina}$$

Naturalmente, da desigualdade em 4.19 e da equação do erro de leitura do captor, o valor do período de amostragem se estabelece no máximo valor possível  $T_i/2$ . Entretanto, foi observado na prática que a partir de 16ms, com a máquina operando em 15Hz, não havia melhoria no cálculo da velocidade. Como este valor é bastante inferior à constante  $T_i/2$  (0.715s), isto indica a presença de outras fontes de erro no cálculo da velocidade que não diminuem com o aumento do período de amostragem.

As outras fontes de erro introduzidas no sinal de amostragem da posição angular são difíceis de serem caracterizadas. Um método para encontrar o período de amostragem ideal, com a velocidade sendo calculada através do desvio angular, é aumentá-lo gradativamente até que tal aumento não resulte numa melhoria do cálculo de velocidade. Posteriormente, verifica-se se a resposta dinâmica do sistema é satisfatória com este intervalo de tempo. Caso contrário, diminui-se o período de amostragem até se obter uma resposta satisfatória.

Várias técnicas podem ser incorporadas ao algoritmo de medição da velocidade na tentativa de se ter valores mais precisos da mesma. Entre estas pode-se citar os filtros digitais, e métodos de estimação da velocidade instantânea [SAITO, K, *et alli*, 1985]. Entretanto, vale salientar que estas técnicas adicionam mais operações na rotina de cálculo da velocidade, podendo não ser possível a sua implementação se o sistema já estiver operando no limite estabelecido para o período de amostragem.

No acionamento de uma máquina de indução em campo orientado, os sensores de velocidade tem importância fundamental, pois o controle do escorregamento tem como base os sinais provenientes destes sensores. No trabalho de [KUME T. *et alli*, 1987], é dito que os sensores convencionais analógicos do tipo taco-gerador, não são precisos o suficiente para este tipo de aplicação. Em geral, são usados codificadores de posição (óticos ou magnéticos) para esta finalidade. Em qualquer caso, a resolução e a precisão são as figuras de mérito mais importantes.

#### 4.8.5. Controle de velocidade

O controle de velocidade define a malha de controle mais externa, caracterizando o sistema de acionamento à velocidade variável (variador de velocidade). Este controlador, semelhantemente aos controladores de corrente, é do tipo PI. Um fator que determina essa escolha, é a ausência de informação sobre a carga mecânica, pois este tipo de controlador é o mais apropriado em tais situações.

Embora exista um retardo de tempo entre o instante de entrada do sinal de comando de conjugado e o instante de aplicação efetiva desse conjugado a máquina, no sistema de acionamento aqui implementado, este efeito não é considerado para o dimensionamento do controlador de velocidade. Este atraso é da ordem de 1ms sendo praticamente desprezível quando comparado com a constante de tempo mecânica do sistema e com o período de amostragem da velocidade (16ms).

A equação dinâmica para velocidade, obtida a partir da equação de movimento (eq.2.2a), se escreve,

$$W_m(s) = \frac{P/K_f}{T_m s + 1} c_e(s) - \frac{P/K_f}{T_m s + 1} c_m(s) \quad (4.20)$$

onde,

$T_m = J/K_f$  é a constante de tempo mecânica do motor.

$c_e = n p (msr^2/lr) i_{sd} i_{sq}$

com,

$n$  - número de fases.

$p$  - número de pares de polos.

As constantes do controlador são obtidas por cancelamento do polo dominante  $T_m$  e uma margem de fase  $60^\circ$  graus [BULHER, 1983]. O período de amostragem para o controlador de velocidade é estimado pela equação 4.19.



A constante de tempo mecânica da máquina ( $J/k_f$ ) é obtida por meio da análise de regressão linear transformando-se a equação que descreve o comportamento da resposta de velocidade com um conjugado nulo (eq. 4.21) em uma representação linear padrão. Esta transformação é obtida aplicando-se o logaritmo neperiano a ambos os membros da equação. A escolha de tal método para a determinação da constante de tempo decorre do fato que este procedimento de estimação é o mais apropriado quando os dados estão contaminados com ruído.

O ensaio para se determinar a constante de tempo mecânica é realizado da seguinte forma: após atingido o regime permanente com a máquina em vazio, um comando é enviado aos transistores do inversor colocando a máquina em roda livre (as fases são colocadas em curto-circuito). As correntes da máquina tendem rapidamente para zero enquanto a velocidade cai segundo a equação mecânica.

$$w(t) = w_0 e^{-\left(\frac{k_f}{J}\right)t} \quad (4.21)$$

onde  $w_0$  é velocidade inicial após o transitório de corrente.

Do resultado da estimação, usando os dados provenientes da curva mostrada na Fig.4.7, o valor da constante de tempo ( $J/k_f$ ) encontrada é de 1.43s

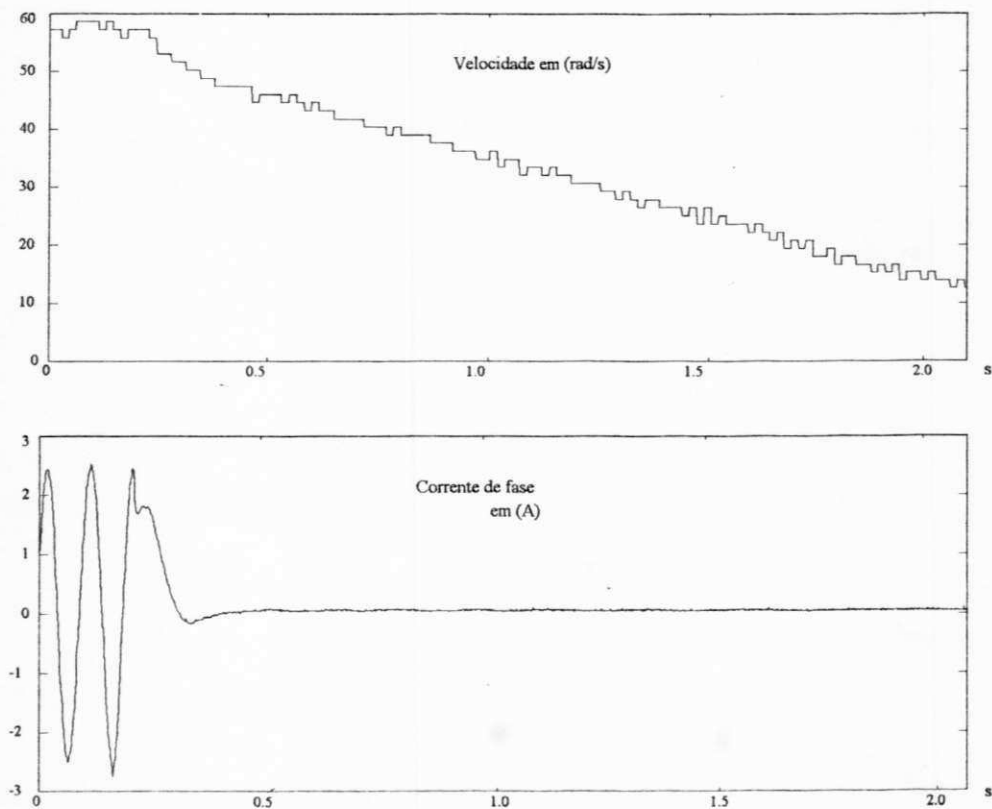


Fig. 4.7 Resposta de velocidade para conjugado nulo.

## 4.9 Resultados experimentais.

### 4.9.1 - Caracterização do controle de corrente - A influência da f<sub>cem</sub>

#### 4.9.1.1 - Resposta ao degrau

No cálculo das constantes do controlador discreto de corrente podem ser utilizados os diversos conjuntos de parâmetros que foram estimados nas frequências de 15, 30 e 60Hz, resultantes da estimação com o vetor completo ou o vetor reduzido ( $r_s$  e  $r_{fe}$  não variam no processo de estimação). Quando estes parâmetros são usados no cálculo das constantes do controlador, segundo as equações (4.13) e (4.14), e uma corrente senoidal é imposta à máquina, fica difícil saber se realmente as condições de compensação de polo e amortecimento ótimo são obedecidas, ou seja, se o regulador PI está sintonizado.

Para contornar este problema é realizado um teste com a aplicação de um transitório em degrau de corrente e observada a resposta do sistema. Neste teste, o rotor da máquina está bloqueado, eliminando-se, desta forma, o efeito da f<sub>cem</sub> decorrente da rotação. Naturalmente, espera-se que com um transitório deste tipo a resposta do sistema deva apresentar a menor oscilação possível com uma rápida taxa de variação de corrente.

Como se trata de um sinal de excitação em degrau, com um espectro rico em frequências harmônicas, são utilizados inicialmente os parâmetros obtidos da estimação na frequência de 60Hz PWM (vetor completo) nas equações (4.13) e (4.14). Dos resultados verifica-se que é necessário um ajuste da fórmula original resultando nas equações (4.22) e (4.23). Com essa modificação no cálculo de  $k_i$ , o sistema apresentou a melhor resposta ao degrau de corrente (curva 1), como indicado na Fig 4.8. Nesta figura, também são mostradas a resposta do sistema para os vetores paramétricos obtidos na frequência de 15 (curva 2) e 30Hz (curva 3), onde os coeficientes do controlador são calculados através de (4.13) e (4.14).

$$k_i = 1.8 r_s \quad (4.22)$$

$$k_p = 0.33 (\sigma l_s / T_c - r_s / 2) \quad (4.23)$$

Observa-se destes resultados que as respostas diferem para diferentes conjuntos de parâmetros que foram estimados em frequências distintas. A razão para este comportamento da corrente deve-se principalmente à variação da resistência  $r_s$ , pois  $\sigma l_s$  varia pouco com a frequência (vetor completo) (ver Tab. 3.4). Uma forma de contornar este problema é utilizar os parâmetros

estimados com o vetor reduzido. Para assegurar que o sistema apresente a mesma resposta transitória obtida com os parâmetros de 60Hz (vetor completo) quando o vetor empregado for obtido na frequência de 60Hz (vetor reduzido) é necessário uma nova correção da equação do ganho  $k_i$ , ou seja;

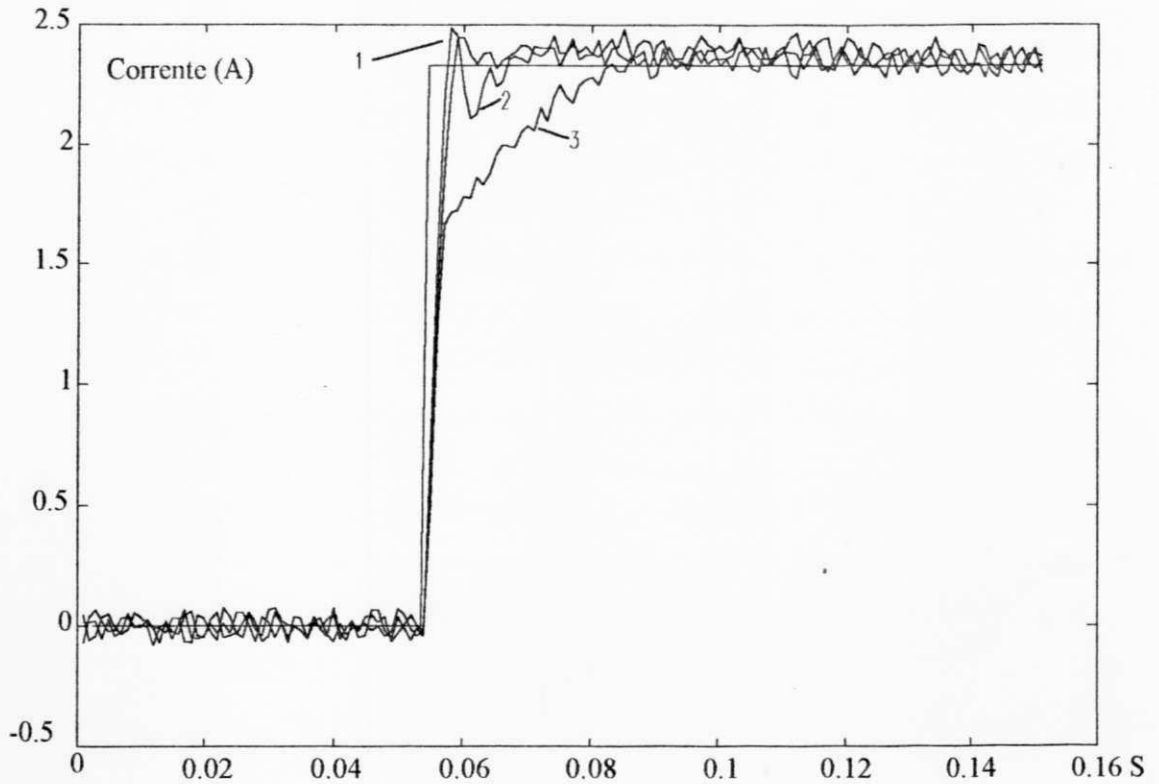


Fig 4.8 Resposta ao degrau de corrente.

$$k_i = 1.27 r_s \quad (4.24)$$

$$k_p = 0.33 (\sigma l_s / T_e - r_s / 2) \quad (4.25)$$

Comparando as equações que determinam os coeficientes do controlador, observa-se que é necessário apenas a correção do ganho  $k_i$ , enquanto  $k_p$  se mantém de acordo com a fórmula original.

#### 4.9.1 2- Influência da compensação da fcm

Note-se que até agora a análise do controlador de corrente não leva em consideração a influência da fcm. Para validar o controlador de corrente com compensação é apresentado um

perfil de conjugado em degraus, cuja resposta de velocidade é apresentada nas Fig. 4.9 e 4.10. Tal perfil é obtido variando-se a corrente  $i_q$  de 0 para 1.5A em  $t=0s$  e de 1.5 para -1.5A em  $t=0.6s$ , segundo a técnica em campo orientado. A corrente  $I_d$  é de 2.3A e o rotor está desbloqueado. Neste teste, a malha de regulação da velocidade está desativada. Na Fig. 4.9a é mostrada a superposição da corrente de referência e da corrente da máquina (corrente de fase) quando é incluída a compensação da  $f_{cem}$  no controlador de corrente. O comportamento da velocidade é apresentado em 4.9b. A Fig 4.10 corresponde ao mesmo teste sendo que o termo referente a compensação da  $f_{cem}$  é omitido. Em ambos os testes, os parâmetros usados para o cálculo da  $f_{cem}$  são aqueles estimados na frequência de 15Hz (PWM - vetor completo) e as constantes do controlador são fixados nos valores que fornecem a melhor resposta transitória para o degrau de corrente (os coeficientes do controlador são calculados com os parâmetro estimados em 60Hz PWM através de (4.22) e (4.23)).

Note-se que, com compensação, a corrente da máquina se aproxima consideravelmente da corrente de referência em todo o intervalo de tempo, sendo difícil de distinguir a corrente de referência e a corrente da máquina para a escala de tempo mostrada na figura. Por outro lado, esta diferença é perceptível quando a  $f_{cem}$  não é compensada. É possível observar a existência da defasagem de corrente além da grande variação na amplitude, principalmente quando a velocidade da máquina aumenta. Este fenômeno se deve a presença da  $f_{cem}$  que atua no sentido de diminuir a corrente imposta pelo inversor.

Destes resultados observa-se que a compensação da  $f_{cem}$  resulta numa melhoria da resposta do sistema comprovando a eficiência da técnica.

#### **4.9.1 3- Influência dos parâmetros no cálculo $f_{cem}$ - vetor completo**

Note-se que o cálculo da  $f_{cem}$  no ensaio anterior é realizado com os parâmetros de 15 Hz, isto porque a faixa de frequência das correntes estatóricas está em torno deste valor. Entretanto, o mesmo teste poderia ser realizado com os parâmetros estimados nas frequências de 30 ou 60Hz apresentando resultados semelhantes, isto é, com a compensação o sistema sempre apresenta uma resposta melhor do que sem a compensação, independentemente do conjunto de parâmetros utilizado. E para a mesma escala de tempo é impossível distinguir o melhor resultado quando o sistema opera com compensação para qualquer conjunto de parâmetros estimados.

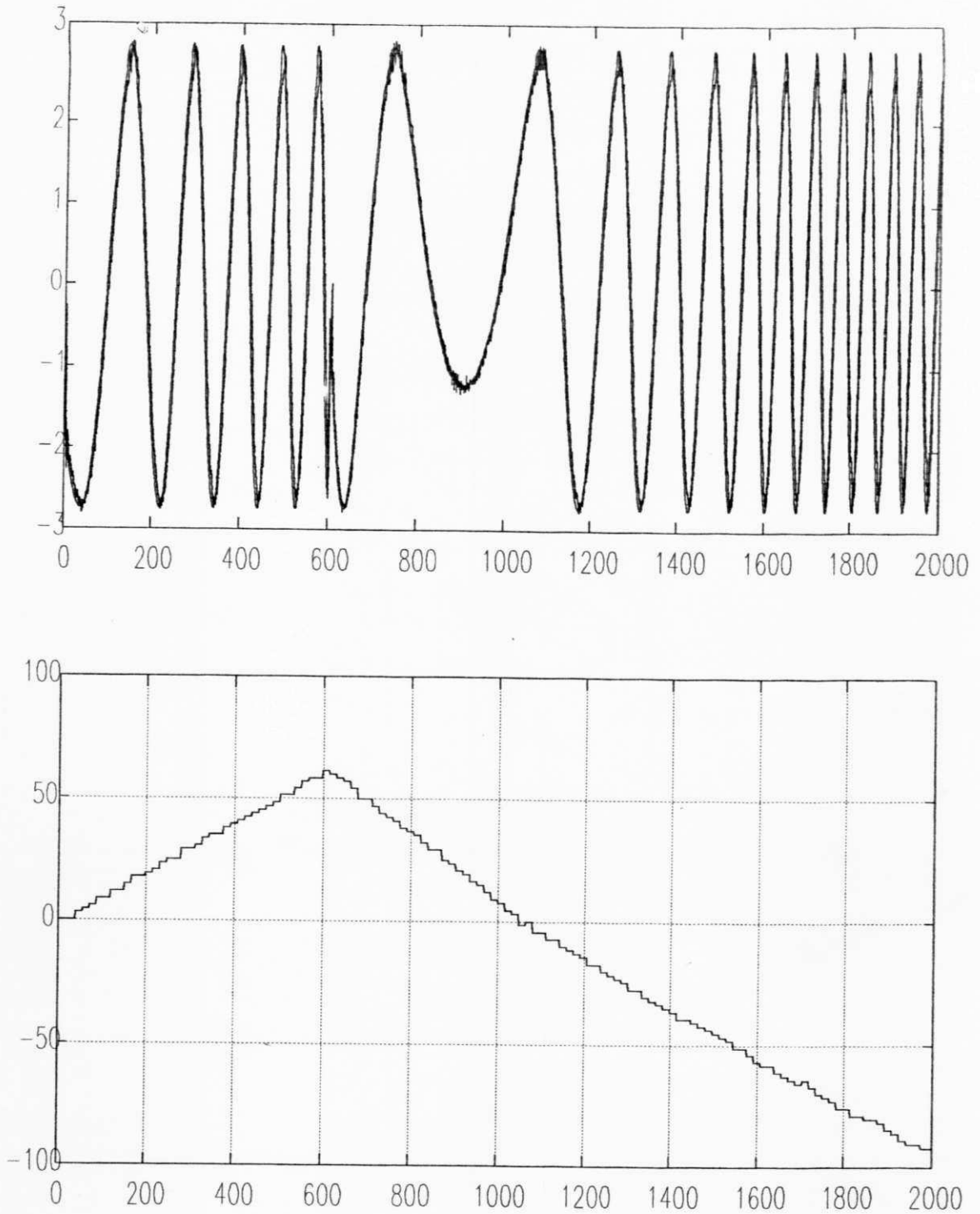


Fig 4.9 (a) Superposição da correntes de referência com a corrente da máquina (b) Resposta de velocidade - (controlador com compensação)

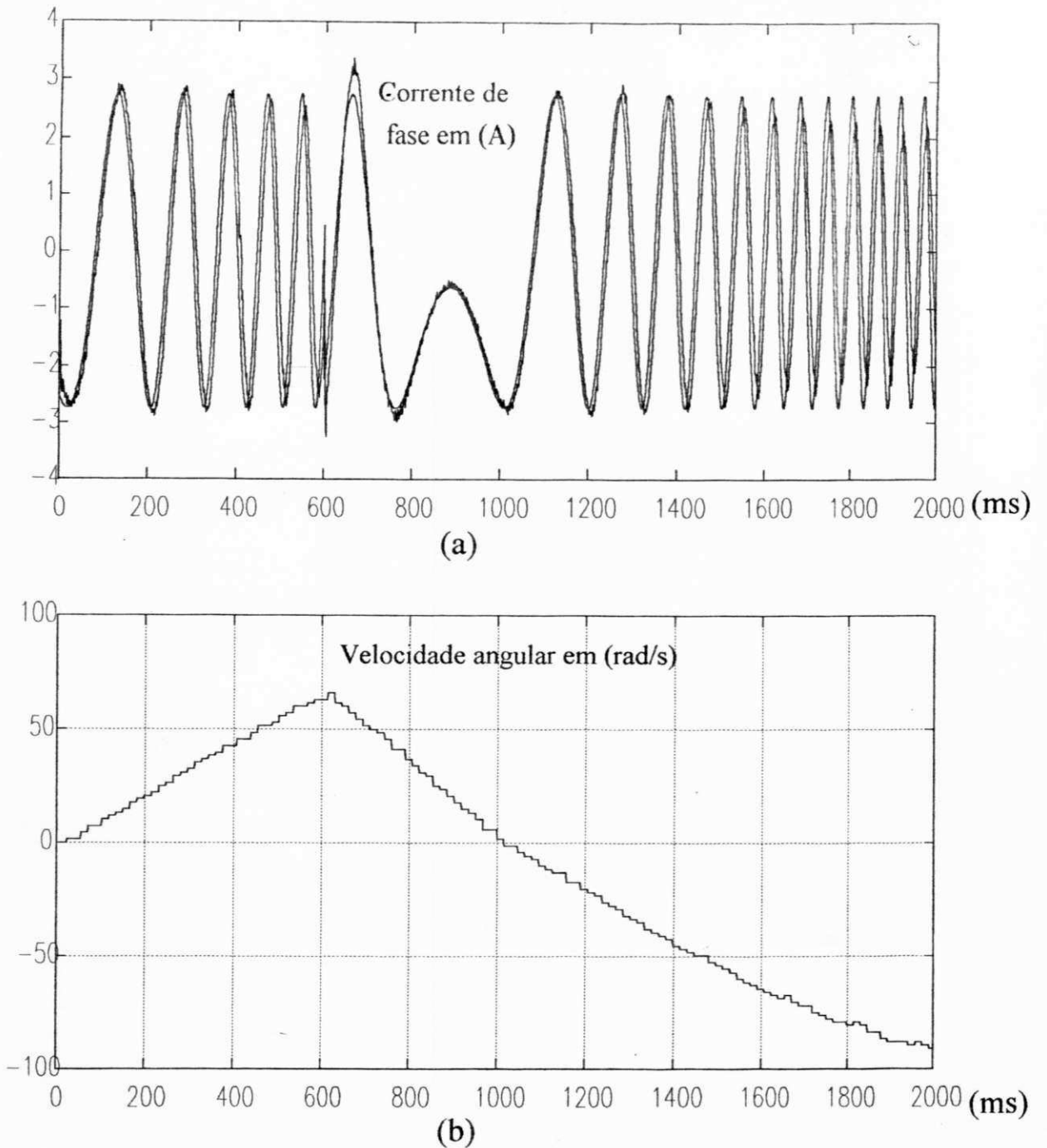


Fig 4.10 (a) Superposição da corrente de referência com a corrente da máquina (b) Resposta de velocidade - (controlador sem compensação)

Para investigar a influência do cálculo da  $f_{cm}$  no comportamento da corrente, para diferentes conjuntos de parâmetros, é realizado um teste com a reversão da velocidade mecânica de referência de 88.9 para -88.9rad/s estando a máquina em vazio. A velocidade de referência de 88.9rad/s corresponde à imposição de uma corrente a máquina na frequência de 15Hz. Note-se

que as constantes do controlador de corrente são mantidas no valor que corresponde a melhor resposta ao degrau de conjugado.

Na Fig 4.11a,b são mostradas a superposição da corrente de referência com a corrente da máquina e a reversão de velocidade. Nestas figuras, a  $f_{cem}$  é calculada com os parâmetros estimados em 60Hz PWM. Na Fig 4.11c,d,e e 4.11f estão ilustrados os erros de corrente ( $i_{ref} - i_{maq}$ ) quando a  $f_{cem}$  é calculada com os parâmetros estimados de 60Hz com alimentação PWM, 60Hz ensaios clássicos, 30 e 15Hz (PWM) respectivamente. Em todos os casos os parâmetros empregados foram obtidos da estimação estática com vetor completo, exceto os parâmetros resultante dos ensaios clássicos. Note-se que o erro máximo de corrente (pico da forma de onda do erro) é inferior a 0.7A quando a  $f_{cem}$  é calculada com os parâmetros de 15Hz nos intervalos correspondentes ao regime permanente. Este erro aumenta quando o cálculo da  $f_{cem}$  é realizado com os parâmetros estimados nas outras frequências. Destes resultados fica claro que o cálculo da  $f_{cem}$  deve ser realizado com os parâmetros que foram estimados próximos à frequência de operação da máquina, pois, o erro máximo de corrente será menor, indicando um melhor comportamento do controlador de corrente em regime permanente.

#### 4.9.1 4- Influência dos parâmetros no cálculo da $f_{cem}$ - vetor reduzido

Nos testes anteriores, as constantes do controlador de corrente são pré-fixadas nos valores que resultam na melhor resposta ao degrau de corrente. Esta escolha se deve a dois motivos. Inicialmente, para evitar que a variação no cálculo das constantes do controlador influenciem na resposta do sistema. Como são usados os parâmetros estimados com vetores completos, a grande variação em  $r_s$  provocaria diferentes respostas do sistema ao degrau de conjugado, se distanciando da melhor resposta obtida para o sistema. Por outro lado, observa-se que na expressão do ganho  $k_p$  o fator predominante é a razão  $\sigma l_s / T_e$  ( muito maior que  $r_s$ ) e que este valor tem uma pequena variação em função da frequência quando comparado com  $r_s$ . Para manter a resposta do sistema próximo à melhor resposta ao degrau de corrente e, ao mesmo tempo, considerar os efeitos da variação de  $\sigma l_s$  no cálculo das constantes do controlador, serão utilizados os parâmetros da estimação obtidos com o vetor reduzido. Neste caso,  $r_s$  permanece constante enquanto os outros parâmetros variam com a frequência de alimentação.

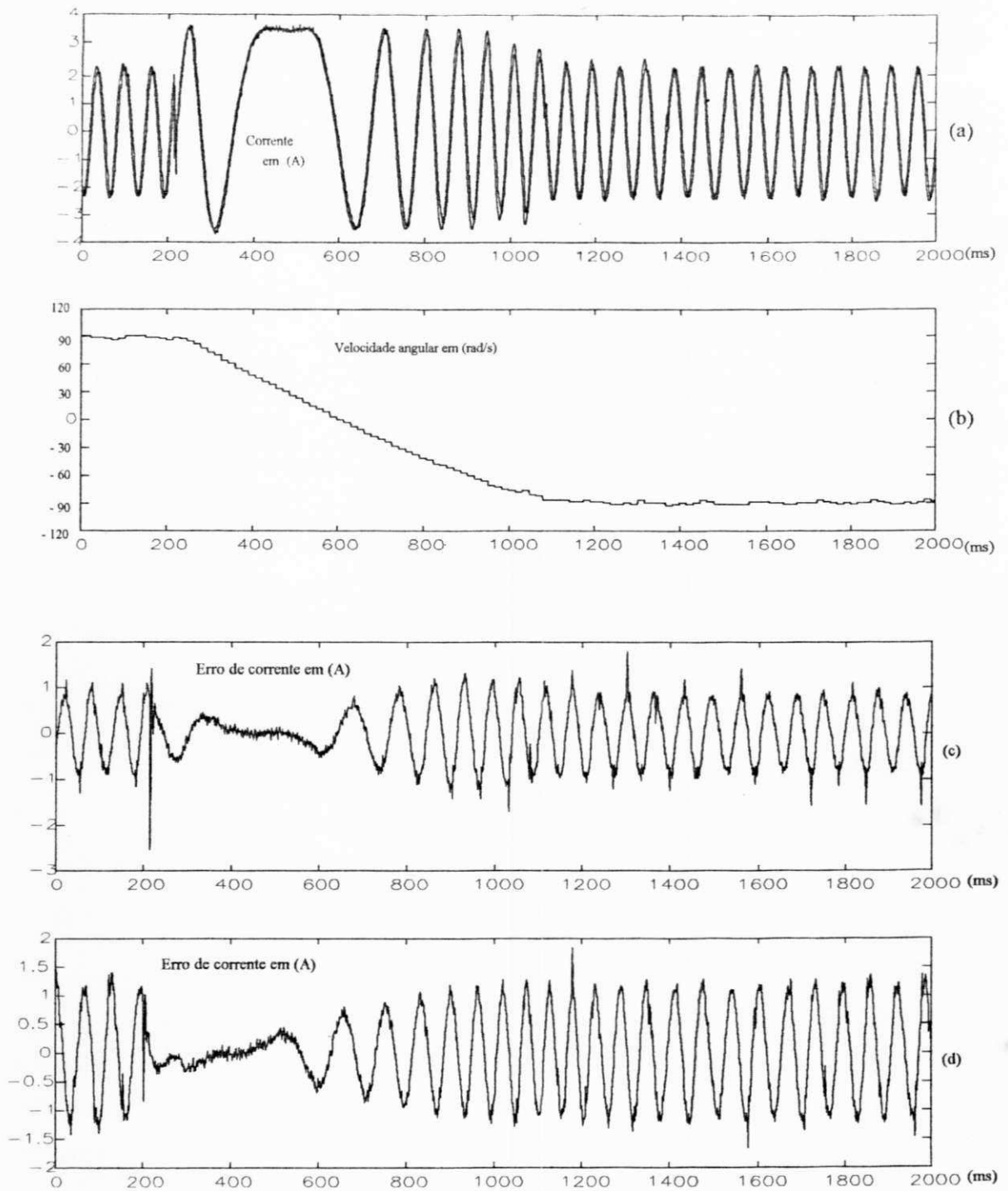


Fig 4.11 (a) Superposição da corrente de referência com a corrente da máquina (b) Resposta de velocidade (c) erro de corrente - parâmetros 60Hz estimado (PWM). (d) Erro de corrente - parâmetros 60 Hz ensaios clássicos.



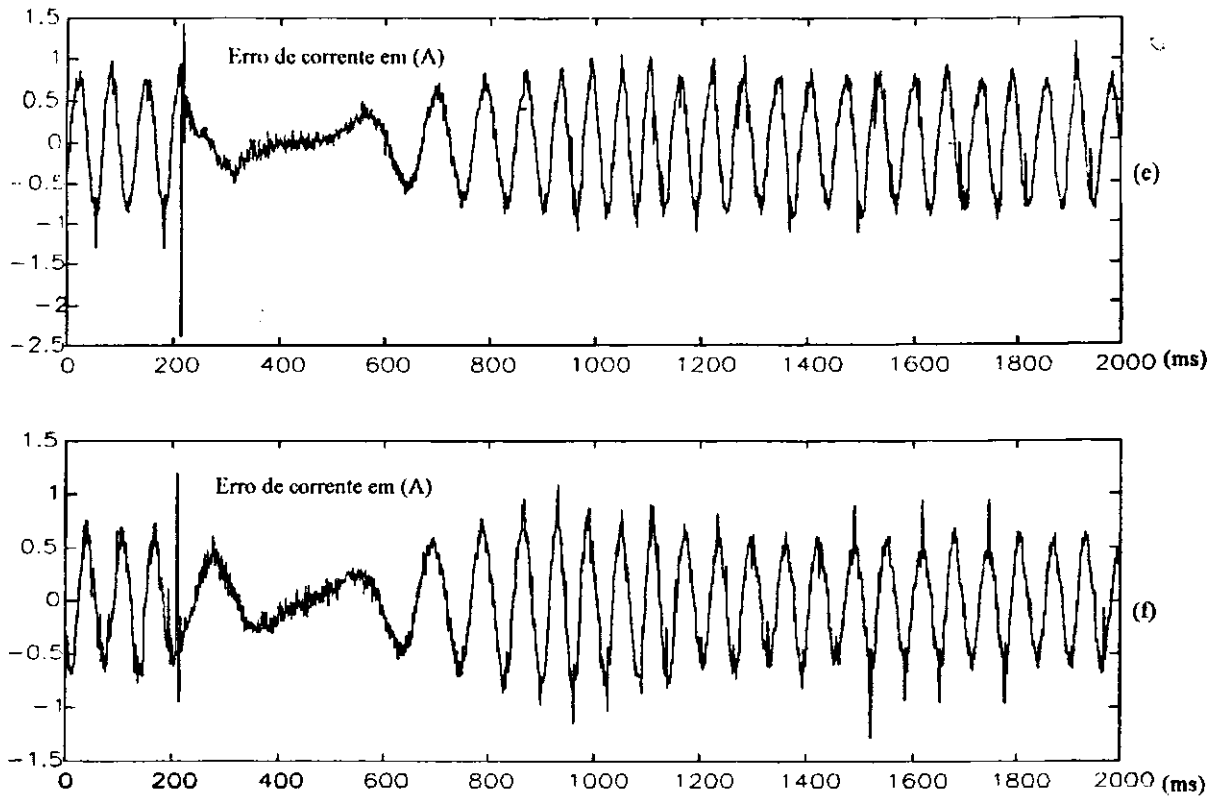


Fig 4.11(e) Erro de corrente - parâmetros 30Hz estimado (PWM). (f) Erro de corrente - parâmetros 15 Hz estimado (PWM).

Nas figuras 4.12 e 4.13 são mostrados os erros de corrente em testes de reversão de velocidade para verificar se a melhor escolha paramétrica continua sendo aquela em que os parâmetros são estimados na frequência de operação (regime permanente) do sistema.

Na Fig 4.12a,b e 4.12c são mostrados os erros de corrente para um reversão de velocidade de  $88.9$  à  $-88.9$ rad/s com a corrente  $I_d$  fixada em  $2.3$ A e o limite de corrente em  $3.5$ A tal como no teste anterior. Destes resultados observa-se que o menor erro de corrente (valor de pico) continua sendo aquele em que os parâmetros usados para o dimensionamento do sistema são os estimados próximos da frequência de operação do sistema. Uma confirmação desse fato pode ser apreciada com os resultados da Fig 4.13. Este teste, semelhante ao anterior, é uma reversão de velocidade, sendo que neste caso a velocidade de referência varia de  $170.5$  para o valor de  $-170.5$ rad/s, a corrente  $I_d$  é mantida em  $1.5$ A e o limite de corrente fixado em  $3$ A. Uma velocidade mecânica de  $170.5$ rad/s corresponde a uma imposição de corrente na frequência de  $30$ Hz.

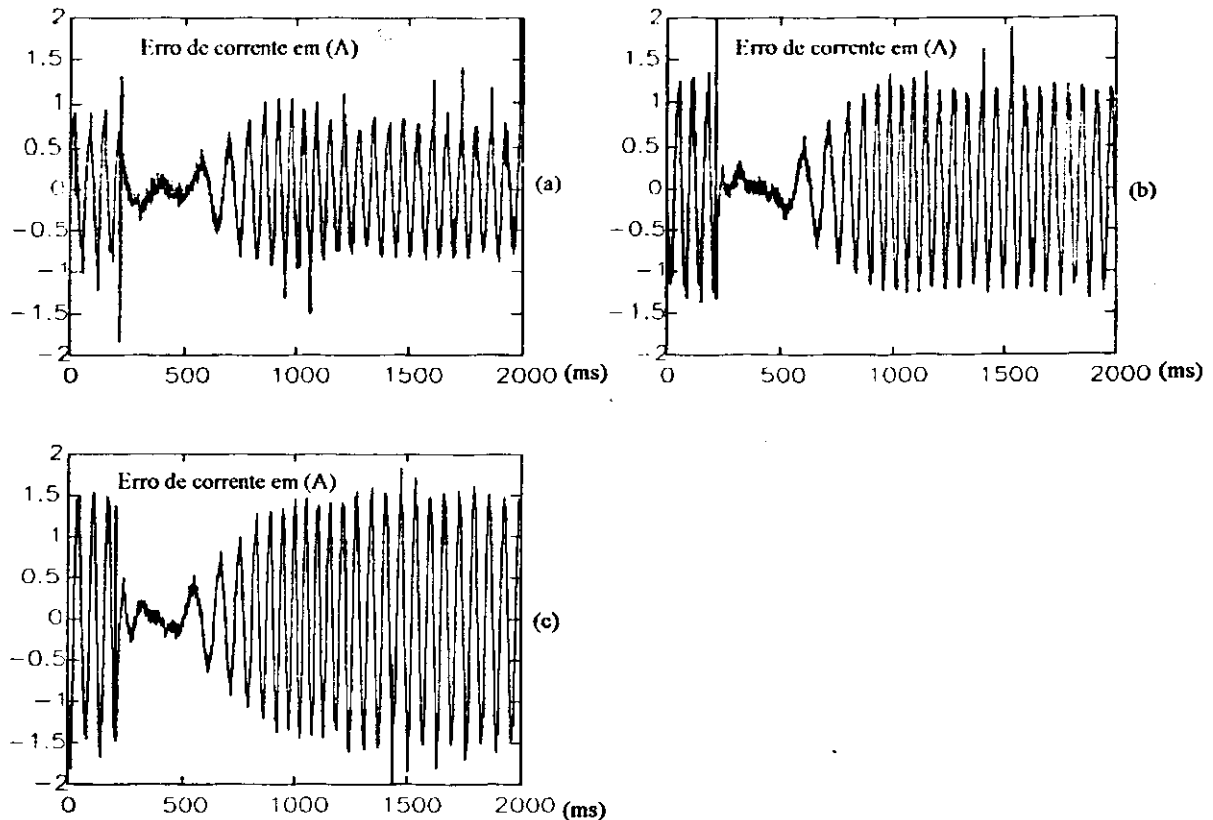


Fig 4.12(a) Erro de corrente - parâmetros 15Hz estimado (PWM). (b) Erro de corrente - parâmetros 30 Hz estimado (PWM). (c) Erro de corrente - parâmetros 60 Hz estimado (PWM).

Todos estes testes foram realizados com a máquina operando em campo orientado. Note-se que no teste da Fig. 4.9 atua apenas a malha de regulação de corrente, enquanto nos testes referentes às figuras 4.11, 4.12 e 4.13 atuam tanto a malha de regulação de corrente quanto a malha de regulação de velocidade. Em todos os casos percebe-se que a taxa de variação de velocidade é constante. Entretanto, pode-se notar que a inclinação da reta da resposta de velocidade, tem valores diferentes durante a aceleração e desaceleração do eixo da máquina. Como a máquina opera em vazio e os intervalos de tempo referentes à aceleração e desaceleração são menores que a constante de tempo mecânica do sistema, pode-se afirmar que o conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina é constante. Em todos os casos o valor do conjugado é alterado por meio da componente de corrente  $I_q$  e esta quantidade é limitada nos intervalos de aceleração e desaceleração, assegurando, teoricamente, um conjugado constante.

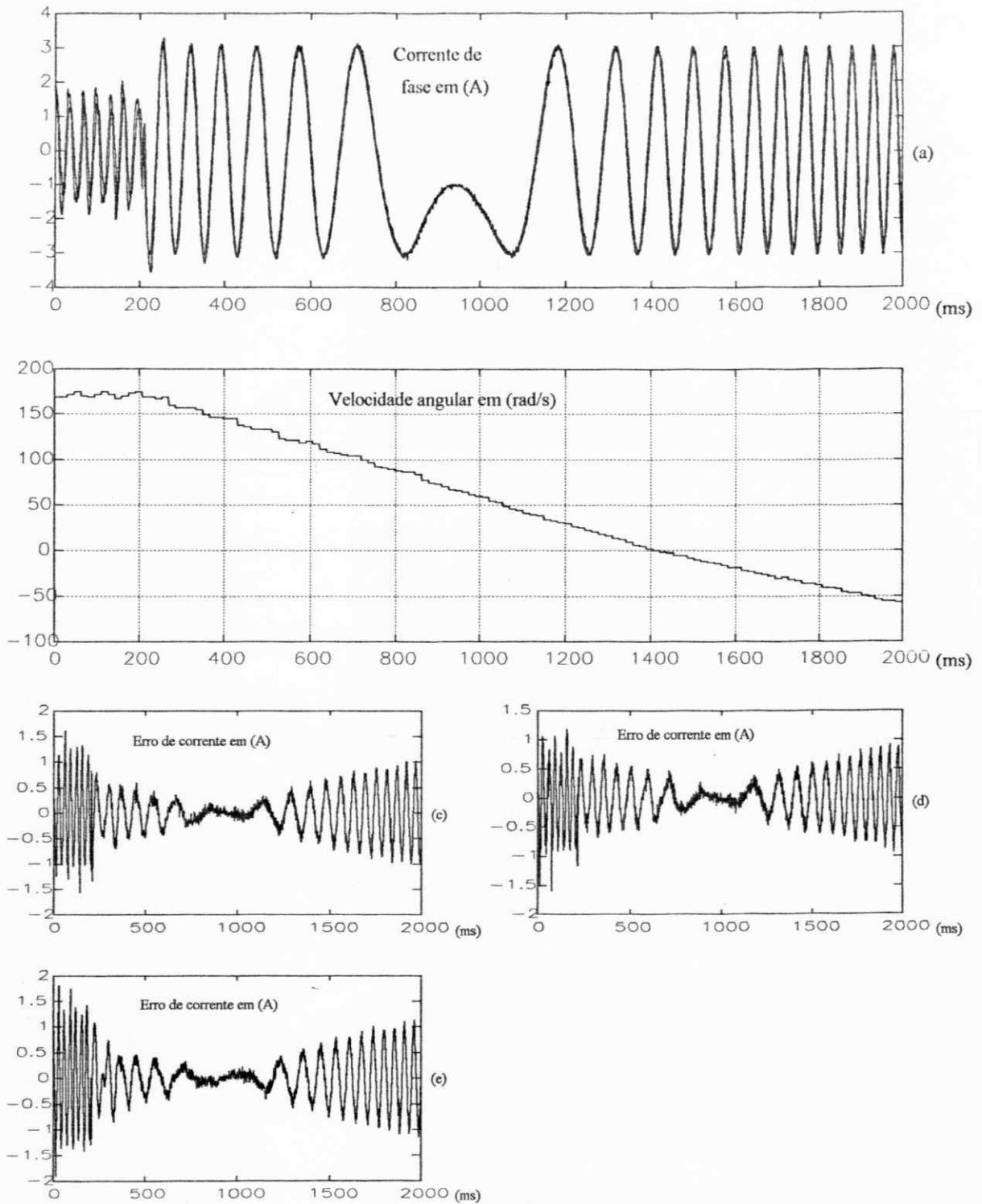


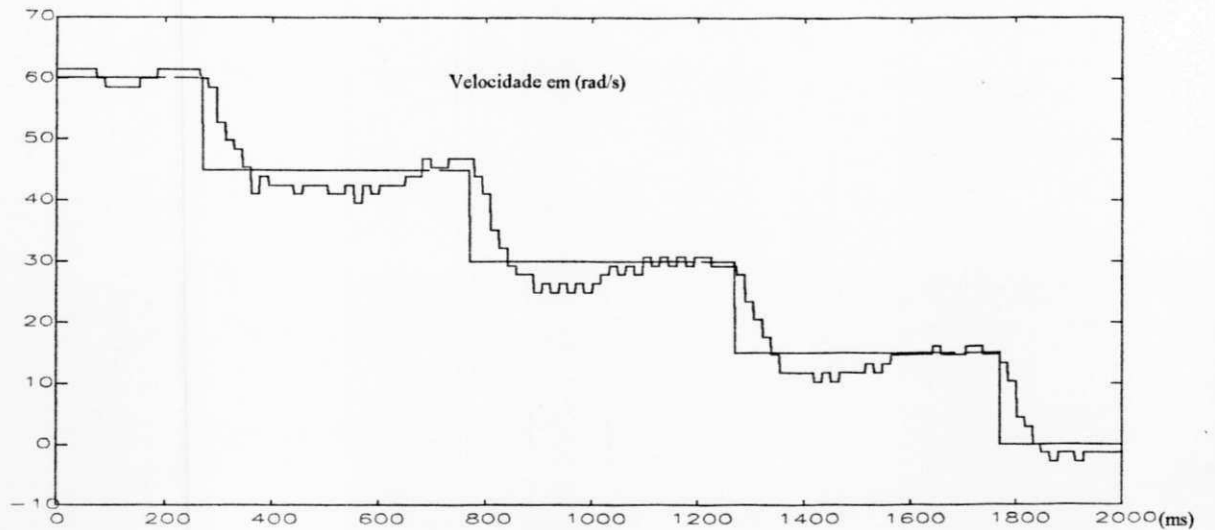
Fig 4.13(a) Superposição da corrente de referência com a corrente da máquina (b) Resposta de velocidade (c) Erro de corrente - parâmetros 15Hz estimado (PWM). (d) Erro de corrente - parâmetros 30 Hz estimado (PWM). (e) Erro de corrente - parâmetros 60 Hz estimado (PWM).

Um teste para avaliar a sintonia da técnica em campo orientado é apresentado em LORENZ (1986). O objetivo desse teste é verificar se o fluxo está em quadratura com a componente de corrente  $i_q$ . Nesse ensaio o conjugado de referência é uma forma de onda quadrada, cuja duração do degrau de conjugado deve ser superior a três vezes a constante de tempo do fluxo ( $L_r/R_r$ ) e bastante inferior a constante de tempo mecânica do sistema. Se a resposta de velocidade, no intervalo correspondente a aplicação do conjugado, for linear então o escorregamento imposto pela técnica de campo orientado está correta; caso contrário, ou o escorregamento está em excesso ou em falta com relação ao valor ideal (valor calculado com os parâmetros corretos da máquina). Tomando como base o trabalho de LORENZ (1986) e os resultados aqui apresentados, verifica-se que os parâmetros estimados, através da estimação estática, fornece um modelo para a máquina em campo orientado (ver anexo B - Fig B2b), próximos ao modelo ideal da máquina. A diferença mais marcante resultante da estimação é o valor estimado do parâmetro  $r_s$ , quando se utiliza o vetor completo no processo de estimação.

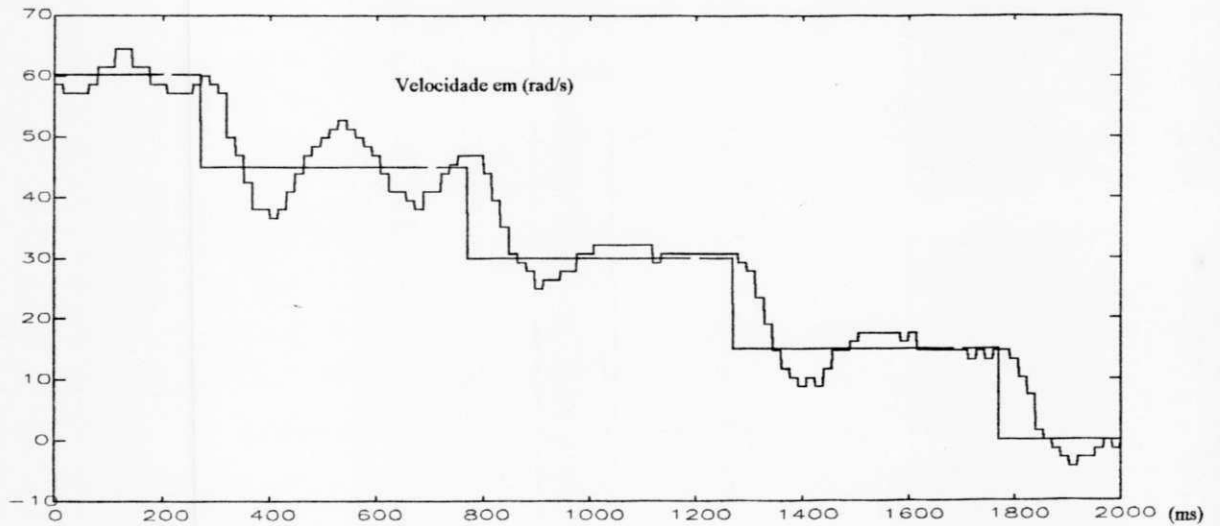
#### 4.9.1 5- Comparação entre: campo orientado e corrente/escorregamento controlados

Finalmente, para avaliar o comportamento dinâmico da técnica em campo orientado, é implementado um sistema de controle de velocidade com a técnica corrente/escorregamento controlados e os resultados de ambas as técnicas comparados. Como vimos anteriormente, a técnica de controle com escorregamento controlado utiliza a mesma grandeza de excitação (fluxo rotórico constante) que a técnica em campo orientado (eq. 4.16). Dois testes específicos são realizados para fins de comparação. O primeiro é a variação da referência de velocidade em degraus de amplitude de 15rad/s. A máquina está inicialmente na velocidade de 60rad/s e varia em degraus de velocidade conforme indicado (Fig. 4.14a). A corrente  $I_d$  é de 3A e o limite de corrente fixado em 4.5A. Na Fig 4.14a é mostrada a resposta de velocidade com a máquina em campo orientado e na Fig 4.14b a resposta de velocidade para a técnica escorregamento controlado. Neste teste, observa-se que com a técnica campo orientado o sistema responde rapidamente e praticamente sem oscilação enquanto que com a técnica corrente/escorregamento controlados a resposta do sistema oscila consideravelmente. Note-se que as pequenas variações na amplitude do degrau de velocidade impõem uma resposta de velocidade cuja duração é compatível com a constante de tempo elétrica do sistema e os transitórios das correntes refletidas no conjugado podem ser observadas na resposta de velocidade. No segundo teste é imposto um degrau de velocidade de referência de 60 rad/s para 0 rad/s. A resposta de velocidade do sistema para ambas as técnicas são apresentadas na Fig. 4.15. A curva 1 é a resposta de velocidade do

sistema em campo orientado e a curva 2 é a resposta de velocidade do sistema com a técnica corrente/escorregamento controlados. As respostas, para os dois casos, estão bastante próximas, indicando o mesmo desempenho. A explicação para este resultado é que o transitório de corrente, até o estabelecimento do regime permanente, é rápido comparado ao tempo de resposta do sistema e as variações deste transitório não se refletem na resposta de velocidade.



(a)



(b)

Fig 4.14 Resposta do sistema ao degrau de velocidade com pequena amplitude (a) Campo orientado .(b) Corrente/escorregamento controlados.

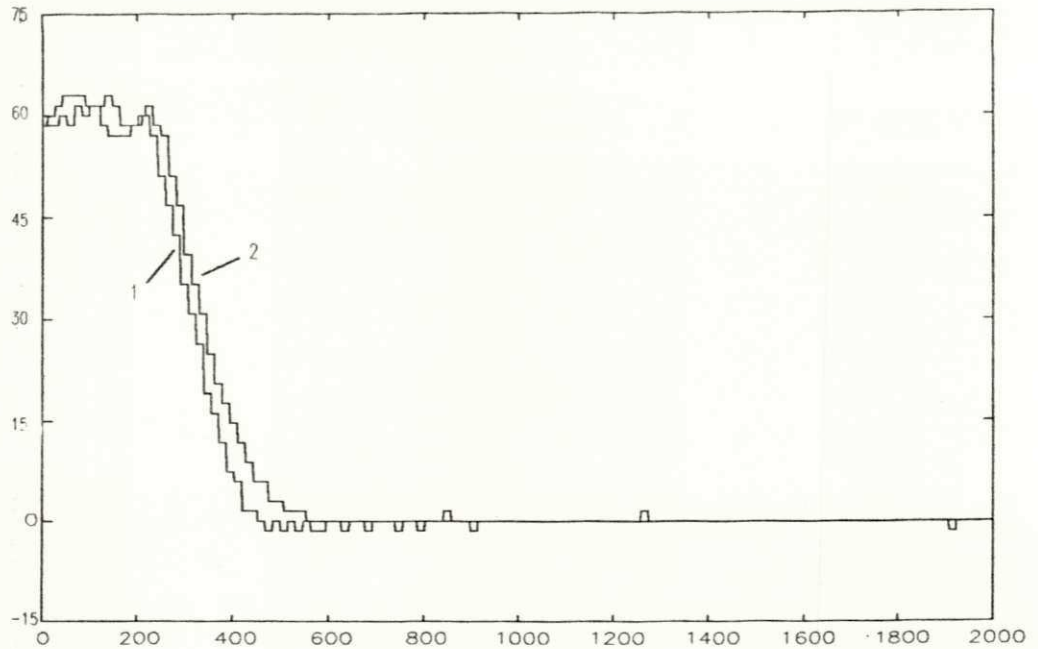


Fig 4.15 Resposta do sistema em campo orientado ao degrau de velocidade (1) Campo orientado (2) Corrente/escorregamento controlados.

É evidente dos resultados apresentados na Fig. 4.14 que em um sistema de controle de velocidade com pequenas variações em degrau de velocidade ou em um sistema de controle de posição o emprego da técnica campo orientado é a melhor opção.

#### 4.10 Conclusão

Neste capítulo, foi abordada a realização prática do sistema de controle de velocidade para o motor de indução baseada na técnica em campo orientado indireto e na técnica corrente/escorregamento controlados, o suporte para a implementação das funções de comando e controle é um microcomputador IBM-386-SX.

A principal vantagem do uso de um microcomputador para a implementação do sistema é a facilidade de se poder alterar as técnicas de controle sem a necessidade de modificações do "hardware" do sistema. Esta facilidade de manipulação torna-se ainda muito mais simples quando se dispõe de uma linguagem de alto nível. Por outro lado, um dos fatores que limita o uso do microcomputador para aplicações em tempo real é a velocidade de execução do programa de

controle. Esta limitação em velocidade, às vezes, impossibilita a implantação de funções de controle mais complexas.

Uma alternativa para superar esta dificuldade é o acoplamento de um sub-sistema auxiliar junto ao microcomputador que aumente a velocidade de execução dos programas de controle. Isto geralmente é realizado com processadores de sinais, cuja velocidade de execução é bastante superior a velocidade dos microcomputadores usuais. Entretanto, o sistema perde em flexibilidade se o processador de sinal, em questão, não possuir recursos de programação em linguagem de alto nível.

Uma contribuição deste capítulo é a realização de um ambiente de desenvolvimento, puramente digital em tempo real, para testes e implementação de um sistema de acionamento com motor de indução. Sua principal característica é a flexibilidade na realização de uma bateria de testes.

Dois fatores são decisivos no comportamento do motor de indução em campo orientado. O primeiro é a correspondência entre a corrente de referência e a corrente da máquina e o segundo, a sintonia entre os parâmetros do controlador e os parâmetros da máquina. Se não há semelhança entre as correntes e se não há sintonia entre os parâmetros do modelo e os parâmetros da máquina o sistema não funciona adequadamente. Dos resultados aqui apresentados observa-se que o sistema se aproxima do comportamento de um sistema idealizado, isto é, o cálculo dos controladores e das grandezas definidas nos subsistemas de controle é realizado com os parâmetros do modelo em perfeita sintonia com os parâmetros da máquina. Portanto, dos resultados se confirma o fato de que os parâmetros usados no cálculo das diversas grandezas devem ser obtidos por técnicas de estimação mais elaboradas do que aquelas estabelecidas nos ensaios clássicos.

## CONCLUSÃO GERAL

---

Nos capítulos I, II e III estão os principais tópicos de estudos deste trabalho. Neles foram abordadas etapas indispensáveis ao desenvolvimento do sistema de acionamento do motor de indução usando a estratégia de controle em campo orientado indireto, cuja realização prática é descrita no capítulo IV.

Do capítulo II, destacam-se como ponto de relevância, tanto os trabalhos desenvolvidos com relação aos controladores de corrente, principalmente os controladores discretos, como o estudo do efeito do retardo de tempo nos controladores de corrente com histerese. Desse estudo surgiu o conceito de linhas virtuais de comutação que, associado ao diagrama de chaveamento, possibilita uma melhor visualização do comportamento das correntes de fase do motor de indução. Também, em decorrência desse estudo, é possível estabelecer um critério de chaveamento que minimiza os efeitos do retardo de tempo quando estes efeitos provocarem forte distorção nas formas de onda da corrente. Da resposta ao degrau de conjugado para cada controlador de corrente, verifica-se que os controladores discretos possuem comportamento dinâmico semelhantes aos demais, sendo praticamente indiferente a utilização de um ou de outro num dado sistema. Entretanto, o controlador preditivo baseado no modelo corrente tensão tem a vantagem de utilizar, como dados de entrada, apenas as grandezas mensuráveis (corrente, tensão). Além disso, o modelo dinâmico discreto da máquina que define o controlador também é usado como modelo de regressão linear para estimação dos parâmetros desse controlador.

No dimensionamento do controle de corrente com compensação e no dimensionamento da estratégia campo orientado indireto é imprescindível o conhecimento dos parâmetros do modelo da máquina. Neste trabalho, foi empregado o método dos mínimos quadrados para a estimação destes parâmetros. A principal razão para esta escolha é o fato que este método é o mais apropriado para um procedimento de estimação quando os dados estão contaminados com ruído gaussiano de média nula. Foram estudadas duas maneiras de estimação paramétrica. Uma delas, designada como estimação dinâmica, é mais apropriada para a estimação dos parâmetros do controlador de corrente preditivo, pois os parâmetros do controlador são obtidos diretamente e o processo de estimação é linear. A outra, designada de estimação estática, utiliza as curvas características estáticas de corrente, potência e fator de potência para a estimação dos parâmetros do modelo da máquina. Com esta técnica é possível estimar diretamente os parâmetros do modelo do motor de indução, embora o procedimento de estimação seja não-linear.



Uma dificuldade, existente no método de estimação estática, se relaciona com o problema de inversão de matrizes mal condicionadas. Neste trabalho, este problema foi contornado com a utilização do método de estimação estática seqüencial. Duas técnicas, usando este método, foram abordadas. Uma dessas técnicas é o procedimento de estimação seqüencial. A aplicação desta técnica faz com que a convergência do vetor paramétrico estimado seja rápida. Sua desvantagem é que o tempo de cálculo cresce com o número de fontes de dados. A outra técnica trata de um novo procedimento (método modificado) que permite que o tempo gasto para execução do algoritmo seja constante independentemente da quantidade de fontes de dados utilizadas no processo de estimação. Deste modo, apesar dessa técnica ter uma convergência mais lenta do que aquela do procedimento padrão, ela possui a vantagem de poder ser aplicada na estimação em tempo real com um período de amostragem fixo.

Um primeiro teste, com a finalidade de avaliar se os parâmetros obtidos do procedimento de estimação estática podem ser utilizados para simular o comportamento do motor de indução, é apresentado no capítulo III. Nesse teste, a máquina é submetida a um transitório de corrente, com alimentação senoidal, e os resultados experimental e de simulação são comparados. A comparação desses resultados (erro menor que 1.5%) revela que os parâmetros estimados são satisfatórios na análise por simulação do comportamento dinâmico das grandezas mensuráveis do estator (tensão e corrente).

Na seqüência, foram feitas novas estimações paramétricas com alimentação PWM nas frequências de 15, 30 e 60Hz com vetor paramétrico completo e reduzido. Estes parâmetros foram utilizados no programa digital destinado ao acionamento do motor de indução desenvolvido no capítulo IV. Eles foram empregados no dimensionamento do controlador de corrente com compensação e no dimensionamento da estratégia em campo orientado. No que se refere à compensação da  $f_{cm}$ , nota-se que o comportamento do controlador de corrente, avaliado pelo erro de corrente, é melhor quando a  $f_{cm}$  é calculada com os parâmetros estimados na frequência de operação do sistema.

Um fato a ser observado é que o valor de alguns parâmetros, tal como a resistência estatórica  $r_s$ , difere consideravelmente do seu valor medido quando o procedimento de estimação emprega o vetor completo. Mesmo havendo essa diferença nos parâmetros, as curvas traçadas com o vetor estimado representam melhor os dados medidos do que aquelas traçadas com os parâmetros resultantes dos ensaio clássicos. A ocorrência desse fato prejudica o dimensionamento de sub-sistemas que sejam sensíveis as variações de  $r_s$ . Um exemplo disto é o dimensionamento do controlador de corrente, em particular no cálculo do ganho  $k_i$  do controlador, pois este valor depende apenas de  $r_s$ . A forma de contornar este problema foi o emprego dos parâmetros

resultantes da estimação com vetor reduzido, pois  $r_s$  é fixo para quaisquer conjunto de dados (valor medido), enquanto que outros parâmetros são variáveis no processo de estimação e podem, dessa forma, sofrer a influência, por exemplo, do tipo de alimentação empregada.

Observou-se que, para grandezas de mesma natureza calculadas numa dada frequência, tanto com o vetor completo quanto com o vetor reduzido, a maior diferença entre estes valores é menor que 15% fornecendo uma indicação de que os parâmetros estimados do modelo do motor de indução em campo orientado (anexo B) estão próximos dos parâmetros reais da máquina. A confirmação deste fato é obtida dos resultados do controlador de corrente com compensação e do comportamento das resposta do motor em campo orientado. Note-se que a  $f_{cem}$  usada para compensar a  $f_{cem}$  gerada na máquina é calculada com os parâmetros estimados. Além disso, pode-se perceber que, nos testes de reversão de velocidade, com um conjugado de referência constante, a resposta de velocidade do sistema com a máquina em campo orientado se aproxima da resposta ideal, principalmente quando os parâmetros usados no dimensionamento dos controladores são os parâmetros estimados em uma frequência próxima da frequência de operação da máquina em regime permanente. Em outras palavras, estes resultados reforçam o fato de que o procedimento para a determinação dos parâmetros do modelo da máquina deve ser mais elaborado que aquele usado no ensaio clássico.

A implementação do sistema, tendo em vista a validação de alguns aspectos desenvolvidos no estudo feito, foi realizada utilizando-se um inversor a transistores de potência (estudado no capítulo I) comandados por meio de um microcomputador. Embora vários resultados de simulação, relativos ao desempenho do sistema, tenham sido obtidos com a utilização da modulação vetorial, a parte experimental, foi implementada usando-se a técnica de modulação regular simétrica (MRS), uma vez que esta técnica de modulação é mais simples de ser implementada e é semelhante a técnica de modulação vetorial no que se refere ao padrão de modulação. Além disso, a técnica de modulação vetorial exige um grande número de operações, havendo a necessidade de um computador mais rápido para realizar as operações do que o utilizado no sistema.

A comparação de um sistema de controle de velocidade com a técnica corrente/escorregamento controlados e com a técnica em campo orientado mostra a superioridade do sistema de controle de velocidade, quando a máquina é acionada em campo orientado. Em ambas as técnicas o fluxo rotórico é mantido constante fazendo a corrente  $I_d$  constante. Das respostas de cada sistema à variação da velocidade de referência em degraus com amplitude de 15rad/s, partindo-se de 60rad/s até atingir 0rad/s, observa-se que o sistema de controle de velocidade, com a técnica em campo orientado, responde com maior eficiência na medida em que a resposta apresenta oscilações em menor número e de menor amplitude que a resposta do

sistema com a técnica escorregamento controlado. Para transitórios mais longos, mesmo com a máquina operando em vazio, a resposta de velocidade de ambas as técnicas são idênticas. Nas aplicações que exigem rápidas variações de conjugado, tal como em um controle de posição, é mais sensato o emprego da técnica em campo orientado. Além disso, a estrutura do esquema em campo orientado permite o cálculo da  $f_{cm}$  com facilidade e esta grandeza pode ser usada para compensar o efeito da  $f_{cm}$  no controlador de corrente. Isto amplia os limites da resposta de corrente sem a necessidade de se aumentar o ganho do inversor trifásico com o objetivo de minimizar os efeitos da  $f_{cm}$ . Desses resultados, é possível concluir que para o acionamento do motor de indução em um sistema onde é necessário um alto desempenho da máquina, com controle independente para o fluxo e o conjugado, a melhor opção é a utilização da técnica de campo orientado, em virtude de a mesma permitir um controle mais eficiente quando há imposição de variações de conjugado numa ampla faixa de operação.

### **Perspectivas futuras.**

A experiência adquirida na realização deste trabalho indica a possibilidade de uma série de novos estudos complementares. Dentre eles pode-se destacar os seguintes:

- Estudo e implementação de um controlador de corrente preditivo apoiado na estrutura do modelo corrente-tensão levando em conta o retardo de tempo de um período de amostragem na estrutura do controlador. Este intervalo de tempo corresponde ao tempo necessário para execução da sub-rotina de controle.

- Estimativa dinâmica dos parâmetros do controlador em tempo real direcionada para um sistema de controle adaptativo, usando o método modificado e, tendo como estrutura básica, o modelo corrente-tensão

- Estudo de modelos tais que, na utilização de um método de estimativa estática, seja evitada a formação de matrizes mal condicionadas. Ao mesmo tempo, usar os parâmetros estimados por esse método, no cálculo dos coeficientes das estratégias de controle com maior confiabilidade.

- Melhoria do método de estimativa estática seqüencial buscando uma minimização da influência do ruído nos parâmetros estimados, mesmo que os dados estejam contaminados com ruído gaussiano correlacionado.

- Implementação de um sistema de acionamento, com o programa digital desenvolvido neste trabalho, em campo orientado levando em consideração a variação de parâmetros. Dos

resultados da estimação estática, apresentados neste trabalho, observa-se que os parâmetros da máquina variam com o frequência de alimentação e que, conseqüentemente, há uma variação do seu comportamento característico. Isto indica que, para a caracterização da máquina numa ampla faixa de variação da velocidade com a frequência, é necessário se considerar a variação paramétrica. Desta observação é natural que os cálculos das grandezas envolvidas em uma estratégia de controle sejam realizados em função da frequência para se atingir o desempenho adequado em qualquer situação transitória. Por exemplo, na implementação de tal sistema, o cálculo do escorregamento deve acompanhar a variação dos parâmetros com a frequência de alimentação, esse valor sendo relacionado diretamente com o fluxo em vez da corrente  $I_d$ .

- Estudo mais aprofundado de técnicas de estimação em tempo real para o cálculo da velocidade do motor, visando minimizar a influência dos erros de medição da posição angular, provenientes do captor de posição.

## Dados do motor de indução usado na simulação

220 V, quatro polos, 60Hz

$r_s$  - Resistência estatórica,  $0.39\Omega$

$r_r$  - Resistência rotórica,  $1.41\Omega$

$l_s$  - Indutância estatórica,  $0.094H$

$l_r$  - Indutância rotórica,  $0.094H$

$l_m$  - Indutância mútua,  $0.091H$

## Dados de placa do motor de indução usado no sistema de acionamento experimental

Potência : 1.5 w

Tensão : 380/220 V

Corrente : 5.8/3.4 A

Frequência : 60 Hz

Pólos : 4

$\cos\phi$  : 0.86

## MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO EM CAMPO ORIENTADO REFERIDO AO ESTATOR

Do capítulo II, sabemos que o comportamento dinâmico de um motor de indução simétrico trifásico pode ser descrito através da transformação de Park. Esta transformação, num referencial genérico, resulta nas equações B.1

$$\begin{aligned} v_s^g &= r_s i_s^g + l_s di_s^g/dt + j w_g l_s i_s^g + l_m di_r^g/dt + j l_m i_r^g w_g \\ 0 &= r_r i_r^g + l_r di_r^g/dt + j(w_g - w_m)l_r i_r^g + l_m di_s^g/dt + j l_m i_s^g(w_g - w_m) \end{aligned} \quad \text{B-1}$$

onde,

$w_g$ - velocidade angular do eixo d com relação ao eixo s1 do estator.

$w_m$ - velocidade angular da máquina.

Neste modelo todos os parâmetros correspondem as grandezas reais da máquina, por exemplo, a corrente  $i_r^g$  é a componente de corrente no referencial genérico do rotor e a quantidade  $r_r$  corresponde exatamente à resistência equivalente por fase do rotor. Entretanto, nos ensaios de rotor bloqueado e vazio, de uma máquina de indução, recorre-se ao modelo equivalente por fase referido ao estator para a determinação dos parâmetros. Neste modelo todos os parâmetros da máquina são vistos do estator. Nesse caso, as grandezas do rotor são transformadas para o estator através da relação do número de espiras.

Admitindo-se que a corrente de carga (corrente rotórica) refletida no estator é dada pela relação:

$$i_r' = (N2/N1) i_r \quad \text{B-2}$$

com,

N1 - Número de espiras equivalente do estator.

N2 - Número de espiras equivalente do enrolamento rotórico.

as equações dinâmicas dadas em B-1 podem ser escritas na forma:

$$v_s^g = r_s i_s^g + l_s di_s^g/dt + j w_g l_s i_s^g + l_m' di_r^g/dt + j l_m' i_r^g w_g$$

$$0 = r_r' i_r' g' + l_r' di_r' g' / dt + j(w_g - w_m) l_r' i_r' g' + l_m' di_s' g' / dt + j l_m' i_s' g' (w_g - w_m) \quad \text{B-3}$$

onde,

$$l_m' = a l_m$$

$$r_r' = a^2 r_r$$

$$l_r' = a^2 l_r$$

$$a = N_1 / N_2$$

Reescrevendo as equações em termos de fluxo rotórico  $\phi_r'$  encontra-se:

$$v_s g' = r_s i_s' g' + \sigma l_s di_s' g' / dt + j w_g \sigma l_s i_s' g' + (l_m' / l_r') d\phi_r' g' / dt + j w_g (l_m' / l_r') \phi_r' g'$$

$$d\phi_r' g' / dt + [(r_r' / l_r') + j(w_g - w_m)] \phi_r' g' = (r_r' / l_r') l_m' i_s' g' \quad \text{B-4}$$

com,

$$\sigma = 1 - (l_m'^2 / l_r' l_s')$$

Com o eixo d localizado no campo e mantendo-se o fluxo rotórico ( $\phi_r'$ ) segundo este eixo, o circuito equivalente do motor em regime permanente (Fig. B2b) é descrito pelas equações:

$$v_s = r_s i_s' + j w_s \sigma l_s i_s' + j (l_m' / l_r') w_s \phi_r'$$

$$j w_s (l_m'^2 / l_r') i_{sd} - (r_r' / s) (l_m' / l_r')^2 i_{sq} = 0.$$

onde

$w_s$  - frequência de pulsação das correntes estatóricas

$s = (w_s - w_r) / w_s$  - escorregamento.

$$i_s'^2 = i_{sd}^2 + i_{sq}^2.$$

Na Fig. B1 é mostrado o diagrama fasorial das variáveis do circuito equivalente em T (Fig B2a) e do circuito equivalente correspondente na condição em campo orientado (Fig. B2b). O circuito equivalente da Fig. B2b resulta das equações em regime permanente com o fluxo rotórico ( $\phi_r'$ ) alinhado segundo o eixo "d".

O desenvolvimento do sistema de acionamento discutido no capítulo IV, está baseado no diagrama mostrado na Fig. B2b. Naquele capítulo, o símbolo ' , referente as grandezas transformadas pela relação do número de espiras, é omitido para simplificar a notação.

$$E_{fcm} = w_s \frac{l_m^{*2}}{l_r^*} I_{sd}$$

$$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}$$

$$C_e = n \cdot p \cdot \frac{l_m^{*2}}{l_r^*} \cdot I_{sd} \cdot I_{sq}$$

$n$  - número de fases

$p$  - número de pares de polos

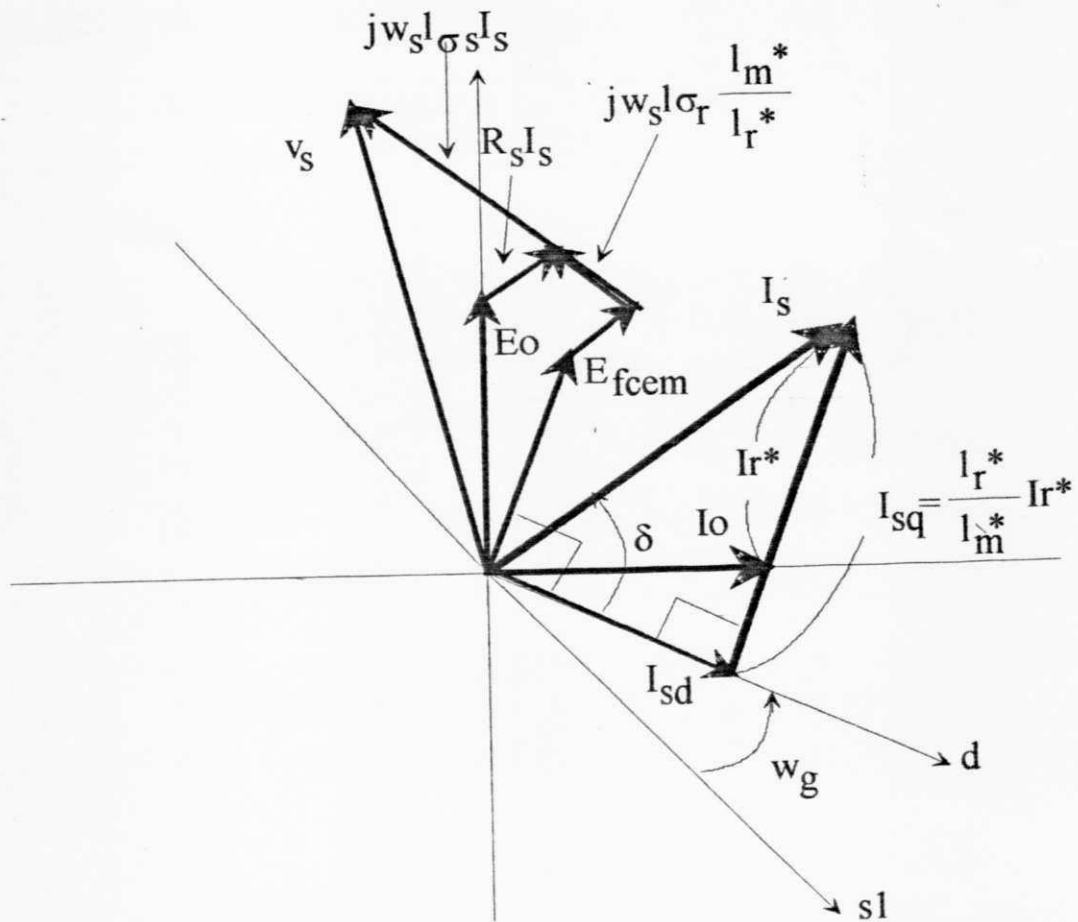
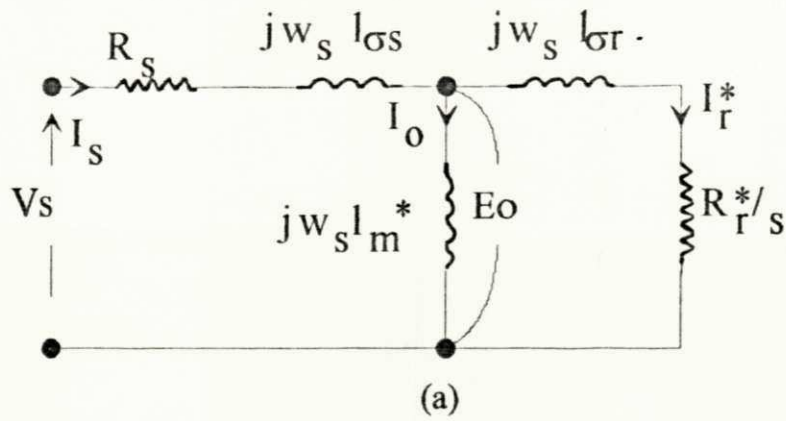


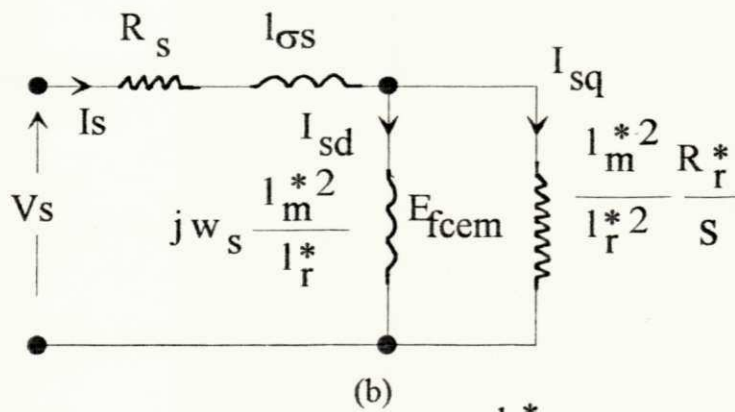
Fig B1 Diagrama fasorial





$$l_{\sigma s} = l_s - a l_m \quad l_{\sigma r} = l_r - a^2 l_m$$

$$R_r^* = a^2 R_r$$



$$l_r = a^2 l_r \quad \sigma = 1 - \frac{l_m^*}{l_r^* l_s}$$

$$l_m^* = a l_m$$

(b)

Fig B.2 (a) Circuito equivalente do motor de indução por fase  
(b) Circuito equivalente em campo orientado.

## O MÉTODO MODIFICADO

Considere o problema de ajustar duas curvas, representadas pelas funções não lineares  $F(s, q)$  e  $P(s, q)$ , a um conjunto de  $2N$  pontos dispersos  $(f_i, p_i \ i = 1, \dots, N)$  com cada conjunto de  $N$  pontos associados a uma dada curva. A quantidade  $s$  é a variável independente e  $q$  um vetor paramétrico com apenas dois elementos. O número de curvas e parâmetros são limitados, apenas, a duas curvas e dois parâmetros. Esta escolha é por comodidade, podendo-se estender o problema para um número qualquer de curvas e parâmetros. Neste caso, o problema de ajustamento, empregando o critério dos mínimos quadrados, tem a seguinte formulação matemática:

$$\min_{\Delta\theta \in \Omega} J(\Delta\theta) = \sum_{i=1}^N (y_{f_i} - F(s_i, \theta))^2 + \sum_{i=1}^N (y_{p_i} - P(s_i, \theta))^2 \quad (d.1)$$

$$F(s_i, \theta) = F(s_i, \theta_0) + \left. \frac{\partial F}{\partial \theta} \right|_{\substack{\theta = \theta_0 \\ s = s_i}} \Delta \theta$$

$$P(s_i, \theta) = P(s_i, \theta_0) + \left. \frac{\partial P}{\partial \theta} \right|_{\substack{\theta = \theta_0 \\ s = s_i}} \Delta \theta$$

onde,

$$\left. \frac{\partial F}{\partial \theta} \right|_{\substack{\theta = \theta_0 \\ s = s_i}} \Delta \theta = \left. \frac{\partial F}{\partial \theta_1} \right|_{\substack{\theta = \theta_0 \\ s = s_i}} (\theta_1 - \theta_{10}) + \left. \frac{\partial F}{\partial \theta_2} \right|_{\substack{\theta = \theta_0 \\ s = s_i}} (\theta_2 - \theta_{20})$$

A solução do problema formulado em d.1 é, também, solução do sistema de equações dado em d.2.

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \left( \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_1} \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_1} + \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_1} \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_1} \right) & \sum_{i=1}^n \left( \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_1} \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_2} + \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_1} \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_2} \right) \\ \sum_{i=1}^n \left( \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_2} \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_1} + \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_2} \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_1} \right) & \sum_{i=1}^n \left( \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_2} \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_2} + \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_2} \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_2} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta_1 \\ \Delta \theta_2 \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^n h_{fi} \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta} + \sum_{i=1}^n h_{pi} \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta}$$

d.2

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta} &= \left( \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_1}, \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_2} \right)^T, & h_{fi} &= y_{fi} - f(s_i, \theta_0) \\ \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta} &= \left( \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_1}, \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_2} \right)^T, & h_{pi} &= y_{pi} - P(s_i, \theta_0) \end{aligned}$$

Neste ponto, mostraremos que a solução do problema em d.2 pode ser obtida através do método recursivo padrão [ASTRÖM, 1984]. Este método é expresso pelo seguinte algoritmo:

$$\Delta \theta_r = \Delta \theta_{r-1} + Q_r G_r (h_r - G_r^T \Delta \theta_{r-1})$$

$$Q_r^{-1} = \sum_{i=1}^r G_i G_i^T$$

onde,

$$G_r = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_1} & \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \theta_2} \\ \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_1} & \frac{\partial \mathcal{P}}{\partial \theta_2} \end{bmatrix}^T \quad h_r = \begin{bmatrix} h_{fr} \\ h_{pr} \end{bmatrix}$$

d.3

Multiplicando ambos os membros do processo recursivo em d.3 por  $Q_r^{-1}$ , obtém-se a expressão:

$$\left(\sum_{i=1}^r G_i G_i^T\right) \Delta\theta_r = \left(\sum_{i=1}^{r-1} G_i G_i^T\right) \Delta\theta_{r-1} + G_r h_r$$

como,

$$\left(\sum_{i=1}^{r-1} G_i G_i^T\right) \Delta\theta_{r-1} = \sum_{i=1}^{r-1} G_i h_i$$

temos

$$\left(\sum_{i=1}^r G_i G_i^T\right) \Delta\theta_r = \sum_{i=1}^r G_i h_i$$

A ultima expressão é exatamente o sistema de equações em d.2

Para concluir o nosso propósito, basta mostrar, agora, que o algoritmo modificado fornece também uma solução para o sistema em d.2. Para isso, vamos considerar apenas dois pontos por curva e seguir passo a passo o procedimento do algoritmo modificado.

O algoritmo modificado tem a mesma estrutura que o procedimento padrão. O que muda é a definição do vetor  $G$  e do erro  $h$ . Estas grandezas, para este caso particular, serão definidas da seguinte forma:

$$G_r = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{N}}{\partial \theta_1} & \frac{\partial \mathcal{N}}{\partial \theta_2} \end{bmatrix}^T \quad h_r = h_{vr}$$

onde,  $V = F$  ou  $P$  e  $v = f$  ou  $p$ .

Passo 1. -  $r = 1$ . e  $V=F$

$$Q_1^{-1} Dq_1 = Q_1^{-1} Dq_0 + G_{f1} (h_{f1} - G_{f1}^T Dq_0)$$

$$Q_1^{-1} Dq_1 = G_{f1} h_{f1}$$

Passo 2. -  $r = 2$ . e  $V=F$

$$Q_2^{-1} Dq_2 = Q_2^{-1} Dq_1 + G_{f2} (h_{f2} - G_{f2}^T Dq_1)$$

$$Q_2^{-1} Dq_1 = G_{f1} h_{f1} + G_{f2} h_{f2}$$

Passo 3. -  $r = 3$ . e  $V=P$

$$Q_3^{-1} Dq_3 = Q_3^{-1} Dq_2 + G_{p3} (h_{p3} - G_{p3}^T Dq_2)$$

$$Q_3^{-1} Dq_3 = Q_2^{-1} Dq_2 + G_{p3} h_{p3}$$

$$Q_3^{-1} Dq_3 = G_{f1} h_{f1} + G_{f2} h_{f2} + G_{p3} h_{p3}$$

Note-se que

$$Q_3^{-1} = G_{f1} G_{f1}^T + G_{f2} G_{f2}^T + G_{p1} G_{p1}^T$$

Passo 4. -  $r = 4$ . e  $V=P$

$$Q_4^{-1} Dq_4 = Q_4^{-1} Dq_3 + G_{p4} (h_{p4} - G_{p4}^T Dq_3)$$

$$Q_4^{-1} Dq_4 = Q_3^{-1} Dq_3 + G_{p4} h_{p4}$$

$$Q_4^{-1} Dq_4 = G_{f1} h_{f1} + G_{f2} h_{f2} + G_{p3} h_{p3} + G_{p4} h_{p4}$$

$$Q_4^{-1} = G_{f1} G_{f1}^T + G_{f2} G_{f2}^T + G_{p1} G_{p1}^T + G_{p2} G_{p2}^T$$

Reorganizando os termos, a última expressão do passo 4 pode ser colocada na forma:

$$\left( \sum_{i=1}^r G_i G_i^T \right) \Delta \theta_r = \sum_{i=1}^r G_i h_i$$

com  $G$  e  $h$  definidos como no método padrão.

Logicamente, o algoritmo com o método modificado representa o mesmo sistema de equações dado em d.2. O que difere um método do outro é a forma de como os dados são computados em cada algoritmo.

Note-se que a seqüência dos passos estabelecida anteriormente, não é necessariamente a única. Esta seqüência pode ser alterada sem comprometer a validade dos resultados. Como exemplo, poderíamos alternar os dados referentes a cada curva passo a passo.

### Modulação vetorial.

Quando uma máquina é alimentada por um inversor o modo de chaveamento impõe um vetor  $v_s^*$  desejado (Fig. E1). Tal tensão, por exemplo, pode ser a saída de um controlador de corrente discreto imposta pela estratégia de campo orientado. O inversor fornece apenas níveis de tensões constantes para uma dada configuração das chaves originando um dos seis vetores ativos ou o vetor nulo. Assim, para gerar um vetor tensão  $v_s^*$  qualquer é necessário usar uma técnica de modulação (PWM) de tal forma que em um curto período de tempo, a tensão  $v_s^*$ , seja formada por uma combinação de vetores apropriados fornecido pelo inversor trifásico [VAN DER BROECK *et alli*, 1988].

A questão natural neste ponto se refere a que vetores devem ser usados na modulação. Do artigo [NABAE *et alli*, 1986] vê-se que os vetores para minimizar o conteúdo de harmônicos são os vetores adjacentes e o de roda livre, para um dado setor. É importante notar que o vetor "E" daquele artigo e o vetor  $v_s^*$  são bastante semelhantes, indicando a validade do critério, também, neste caso.

Outro importante aspecto com relação à escolha dos vetores é a frequência de chaveamento, que deve ser minimizada, pois isso garante que a potência dissipada no inversor será menor. Para obter a mínima frequência de chaveamento em cada braço do inversor, é necessário organizar a sequência de chaveamento, forçando que a condução e bloqueio dos transistores, em cada braço, ocorra apenas uma única vez no intervalo  $T_e$ . Por exemplo, se a tensão de referência está no setor I, como mostra a Fig E1 a condição de chaveamento mínimo, ocorre com a sequência ...0127,7210...(Fig E2).

Geralmente, a tensão  $v_s^*$  está localizada no interior do triângulo cujos lados são os vetores adjacentes de tensão, e conseqüentemente, o tempo necessário para aplicação de cada vetor será inferior a  $T_e$ . Isto força a aplicação do vetor roda livre para a composição de  $v_s^*$  no restante do tempo para completar  $T_e$ . Com a sequência de chaveamento ...127,7210... o vetor é expresso por:

$$v_s^{s*} = \frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} V dt = \frac{1}{T_e} \left[ \int_0^{t_0} v_0 dt + \int_{t_0}^{t_1} v_1 dt + \int_{t_1}^{t_2} v_2 dt + \int_{t_2}^{t_3} v_7 dt \right] \quad (e.1)$$

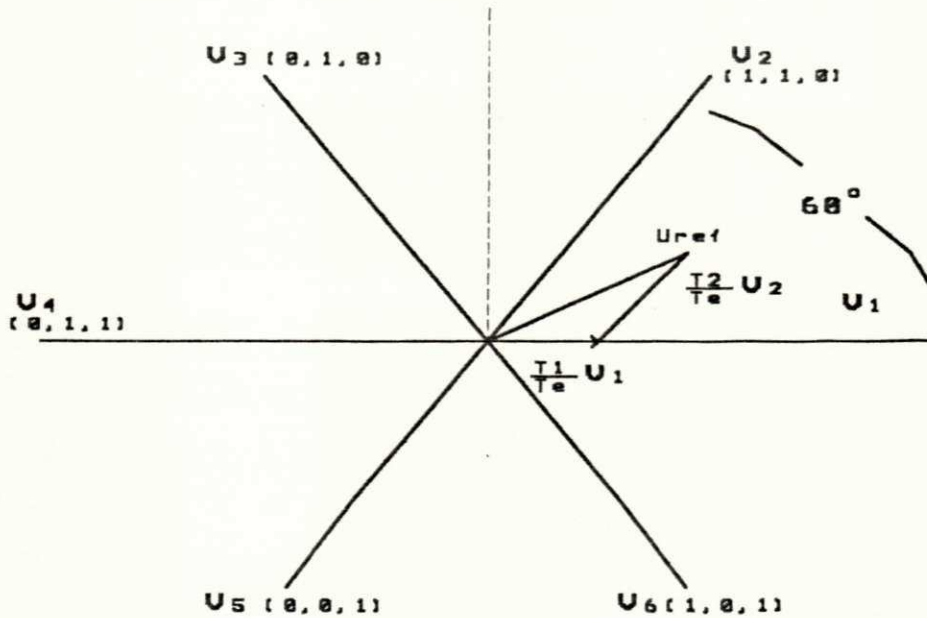


Fig. E1 Composição do vetor tensão de referência ( $U_{ref} = u_s^{s*}$ ).

Considerando a frequência de chaveamento suficientemente elevada quando comparada com a frequência da tensão de referência, o vetor  $v_s^{s*}$  pode ser considerado constante dentro do ciclo de chaveamento ( $T_e$ ). Esta condição se verifica na prática para um controlador discreto com um dispositivo segurador de primeira ordem. Portanto, de (e.1) tem-se:

$$V_1 T_1 + V_2 T_2 = v_s^{s*} T_e \quad (e.2)$$

Do padrão de modulação vemos que o tempo de roda livre, ( $T_0 = T_e - T_1 - T_2$ ) é dividido em dois intervalos idênticos, colocados no início e no final do período  $T_e$ . Este tipo de estratégia se mostra bastante conveniente, pois os erros nas correntes tendem a apresentar uma melhor simetria em torno das correntes de referência.

Em cada setor os tempos de aplicação dos vetores adjacentes podem ser determinados através das componentes desse vetor ( $v_s^{s*}$ ) no referencial estático d,q tal como indicam as

equações (e.3 a e.9). Note-se, que como tensão de alimentação E (tensão DC que alimenta o inversor) e o tempo de amostragem  $T_e$  são constante, o cálculo dos tempos são executados através de simples equações algébricas com coeficientes constantes, resultando um menor tempo de cálculo pelo microcomputador.

As expressões dos tempos  $T_1$  e  $T_2$  são apresentadas em seguida:

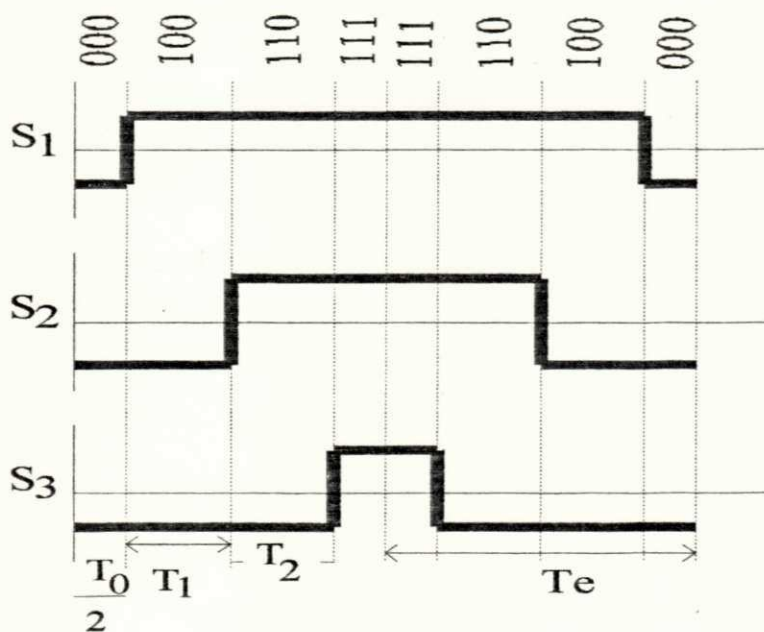


Fig. E2 Padrão de modulação.

### Setor I

Com a tensão  $v_s^{s*}$  no setor I tal como indica a Fig E1, tem-se, segundo a transformação alfa-beta com conservação de potência

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot (T_1 + \cos 60^\circ T_2) = \left| v_s^{s*} \right| \cdot \cos \alpha \cdot T_e$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot \sin 60^\circ \cdot T_2 = \left| v_s^{s*} \right| \cdot \sin \alpha \cdot T_e$$



Fazendo-se,  $a = \left| \frac{V_s^s}{\sqrt{2/3} \cdot E} \right|$  tem-se:

$$\begin{aligned} T_1 &= a \cdot T_e \frac{\text{sen } (60^\circ - \alpha)}{\text{sen } 60^\circ} \\ T_2 &= a \cdot T_e \frac{\text{sen } \alpha}{\text{sen } 60^\circ} \end{aligned} \quad 0 < a < 60^\circ \quad (\text{e.3})$$

Com o vetor  $V_1$  associado a  $T_1$  e o vetor  $V_2$  associado a  $T_2$ .

Em termos de componentes d,q no referencial estático, tem-se:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{T_e}{\sqrt{2/3}E} (V_{sd}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*}) \\ T_2 &= \frac{T_e}{\sqrt{2/3}E} (\frac{2}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*}) \end{aligned} \quad \text{vetores 1 e 2} \quad (\text{e.4})$$

### Setor II

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{T_e}{\sqrt{2/3}E} (V_{sd}^{s*} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*}) \\ T_2 &= \frac{T_e}{\sqrt{2/3}E} (-V_{sd}^{s*} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*}) \end{aligned} \quad \text{vetores 2 e 3} \quad (\text{e.5})$$

### Setor III

$$T_1 = \frac{T_e}{\sqrt{2/3}E} (\frac{2}{\sqrt{3}} V_{sd}^{s*})$$

$$T_2 = \frac{T_e}{\sqrt{2/3E}} (-V_{sd}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*}) \quad \text{vetores 3 e 4} \quad (e.6)$$

**Setor IV**

$$T_1 = \frac{T_e}{\sqrt{2/3E}} (-V_{sd}^{s*} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*})$$

$$T_2 = \frac{T_e}{\sqrt{2/3E}} (-\frac{2}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*}) \quad \text{vetores 4 e 5} \quad (e.7)$$

**Setor V**

$$T_1 = \frac{T_e}{\sqrt{2/3E}} (V_{sd}^{s*} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*})$$

$$T_2 = \frac{T_e}{\sqrt{2/3E}} (-V_{sd}^{s*} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*}) \quad \text{vetores 5 e 6} \quad (e.8)$$

**Setor VI**

$$T_1 = -\frac{T_e}{\sqrt{2/3E}} (\frac{2}{\sqrt{3}} V_{sd}^{s*})$$

$$T_2 = \frac{T_e}{\sqrt{2/3E}} (V_{sd}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{sq}^{s*}) \quad \text{vetores 6 e 1} \quad (e.9)$$

## BIBLIOGRAFIA

---

- [1] Alves, R. N. C. (1990) "Circuito de aquisição de dados e comando de interruptores de Potência". Relatório de projeto e pesquisa: UFPB-CCT-DEE.
- [2] Andrieux, C. (1986). "Réalisation d'un ensemble à vitesse variable de dynamique élevée". These pour obtenir le titre de Docteur de L'Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [3] Ansuji, S.; Shokooch, F. and Schinzinger, R. (1989) "Parameter Estimation for Induction Machines Based on Sensitivity Analysis". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, n° 6, November/December: 1035-1040.
- [4] Aström, Karl J. (1984). "Computer controlled systems". Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. 0732.
- [5] Blaschke, F. and Waldmann, H. (1974) "A new method of regulation for rotating field machines". Siemens Forsch-II, Entwickl-Ber, Bd. 3, Nr. 5.
- [6] Belline, A.; De Carli, A. and La Cava, M. (1986) "Parameter identification for induction motor simulation". Automatica, Vol. 12: 383-386.
- [7] Belkhodja, Lhem Slama (1985). "Identification des paramètres d'une machine asynchrone pour le dimensionnement du convertisseur statique associé". These pour obtenir le titre de Docteur de L'Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [8] Bonkowski, Richard L. (1986) "A technique for increasing power transistor switching frequency". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol IA-22, NO.2 March/April: 240-243
- [9] Brod, David M.; Novotny, Donald W. (1985) "Current control of VSI-PWM inverters". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-21, No.3 : 562-570.
- [10] Brown J. E. and Grantham C. (1975) "Determination of the parameter variations of a 3-phase induction motor having a current-displacement rotor". Pro. IEE, Vol. 122, No. 9, september: 919-921.
- [11] Buhler, H. (1983). "Réglages Echantillonnés: traitement par la transformation en z", Presses Polytechnique Romandes, Vol 1.

- [12] Consoli, A.; Fortuna, L. and Gallo A.(1987) "Induction motor identification by a microcomputer-based structures". IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-34 No. 4, november: 422-428.
- [13] Draper, N. R. and Smith, H. (1981) "Applied Regression Analysis". John Wiley & Sons.
- [14] Foch, H., Reboulet, C et Schonek, J. (1976). "Simulation automatique de convertisseurs statiques sur ordinateur". LEEI/INPT, Toulouse - Compte - rendu contrat DGRST - N° 74.7.D240/1/2.
- [15] Garcia, G. O.; Stephan, R. M. e Watanabe, E. H. (1990)."Controle de velocidade de um motor de indução através das técnicas de campo orientado indireto e escorregamento controlado" 8° CBA-UFPa-Belém-Pa, Vol. 2: 955-960
- [16] Ghandhi, S. K. (1977). " Semiconductor power devices - Physics of operation and fabrication technology". By John Wiley & Sons, Inc.
- [17]. Graupe, D. (1972) "Identification of Systems", Van Nostrand Reinhold, New York.
- [18] Hickiewicz J.; Macek-Kaminska K. and Wach P. (1989) "Algorithmic Methods of Induction Machines Parameters Estimation from Measured Slip-Curves", Archiv fur Elektrotechnik, n° 72, pp. 239-249.
- [19] Hoescheler, David F.(1971)."Techniques de conversion analogique-digitale et digitale-analogique". Masson et Cie Éditeurs.
- [20] Ho, Y. Y. Edward and Sen, C. Paresh (1988) "Decoupling control of induction motor drives". IEEE Trans. on Industrial Elect., Vol. 35, No. 2, may: 253-262.
- [21] Jacobina, Cursino. B; Souza F°, Eurico, B. and Silva, Edison R. C. (1990) " Controladores de corrente em acionamentos com motor de indução em campo orientado". 8° CBA - UFPa - Belém-Pa.: 991 - 996.
- [22] Jacobina, Cursino. B; Souza F°, Eurico, B. and Silva, Edison R. C. (1990) " Induction motor drive using hysteresis current controlers" ICEM'90.
- [23] Leonhard, W. (1985) "Control of electrical drive". EESES, J. G. Kassakian, D. H. Naunin: Soringer - Verlag.
- [24] Leonhard, W. (1988) "Adjustable-speed AC drive", Proceedings of the IEEE, Vol. 76, NO. 4, April: 455-471.
- [25] Lima, A. M. N. e Cavalcanti, J. H. F. (1990)."A real-time induction motor simulator for PWM inverter-fed drive evaluation". IPEC'90 (Tokio-Japão).

- [26] Lorenz, Robert D. (1986). "Tuning of field-oriented induction motor controllers for high-performance applications". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, No. 2, march/april: 293-297.
- [27] Manias, S.; Wiechmann, E. P.; Ziogas, P. D. (1987). "Effects of switching angle phase shift on PWM techniques" IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol. IE-34, NO.4: 562-570.
- [28] Murai, Y.; Watanabe, T. and Iwasaki, H. (1987). "Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times." IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-23, No. 5, september/october: 881-886.
- [29] Nabae, A.; Ogasawara, S; Akagi, H. (1986). "A novel control scheme for current controlled PWM inverters" IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, No.4: 697-701.
- [30] Nagase, H.; Matsuda, Y.; Ohnishi, K.; Ninomiya, H. and Koike, T. (1984) "High-performance induction motor drive system using a PWM inverter". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-20, No. 6, november/december: 1482-1488.
- [31] Pfaff, P.; Weschta, A.; Wick, Albert F. (1984). "Design and experimental results of a brushless AC servo drive". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-20: 814-821
- [32] Seixas, Paulo F. (1988). "Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée". These pour obtenir le titre de Docteur de L'Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [33] Pietrzak-David, M.; Fornel, B.; Lima, A.M.N. and Jelassi, K. (1992). "Digital control of an induction motor drive by a stochastic estimator and airgap magnetic flux feedback loop." IEEE Trans. on Power Elect., Vol. 7, No 2, April: 393-403.
- [34] Pollmann, Albert J. (1986): "Software Pulsewidth Modulation for Control of AC Drives". IEEE Trans. on Ind. appl., Vol. IA- 23, No 4, july/august.
- [35] Rajashekara, K. S.; Vithyathil, J. and Rajagopalan, V. (1986) "Protection and switching - aid networks for transistor bridge inverter". IEEE Trans. Ind. Elect., Vol IE-33, NO.2 May.
- [36] Rischmüller, Klaus. (1981) "How to improve transistorized bridge convertors". Thomson-CSF, PCI'81 Proceedings: 255-266
- [37] Saito, K.; Ohmae, T; Matsuda, T; Kamiyama, K and Matsuda, Y (1985). "A microprocessor- controlled speed regulator with Instantaneous speed estimation for motor drives". IECON'85.
- [38] Seung-Gi, J.; Bang-Sup, L.; Kyung-Seo, K.; Park, M. (1988). "The analysis and compensation of dead time effects", IECOM: 667- 671.

[39] Sen, P. C. (1988) "Electric motor drives and control - past, present and future". IECON'88: 534-544.

[40] Souza F<sup>o</sup>, E. B.; Lima, A. M. N. e' Jacobina, C. B. (1991). "Parameter estimation for Induction machines via non-linear least squares method". Artigo aceito para apresentação na IECON'91 (Japão).

[41] Kume T. and Iwakane T. (1987). "High- performance vector-controlled AC motor drive: Application and new technologies". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-23, No. 5, september/october : 872-880.

[42] Van der Broeck, H. W.; Skudelny, H. C.; Stanke, C. V. (1988). "A analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors" IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-24, No. 1: 814-821

[43] Walston Joseph. A. e Miller, John R (1979). "Projetos de circuitos com transistores." Guanabara II.