



A461c Alsina, Pablo Javier.
Controle discreto em tempo real do motor de indução /
Pablo Javier Alsina. - Campina Grande, 1991.
112 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -
Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e
Tecnologia, 1991.

"Orientação : Prof. Dr. Narpal Singh Gehlot".
Referências.

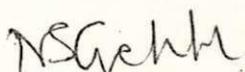
1. Motor de Indução. 2. Processamento de Energia. 3.
Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Gehlot, Narpal Singh.
II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB).
III. Título

CDU 621.313.333(043)

CONTROLE DISCRETO EM TEMPO REAL DO MOTOR DE INDUCAO

PABLO JAVIER ALSINA

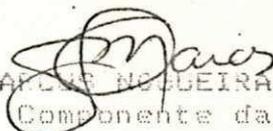
DISSERTAÇÃO APROVADA EM 24/04/91



NARPAT SINGH GEHLOT, Dr. Engg., UFPB
Orientador



CURSINO BRANDÃO JACOBINA
Componente da Banca



ANTONIO MARCELO NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
ABRIL - 1991

A Dona Odelsia
A Dona Maria

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Narpal Singh Gehlot, pela orientação e apoio dados para a elaboração desta Dissertação.

À CAPES que financiou e tornou possível a efetivação deste trabalho.

Ao professor Cursino B. Jacobina, pelo seu apoio como orientador acadêmico.

Ao meu irmão Marcos, pela ajuda dada na impressão do texto.

A todos os colegas e professores do DEE que deram as suas sugestões para o aprimoramento deste trabalho.

RESUMO

CONTROLE DISCRETO EM TEMPO REAL DO MOTOR DE INDUÇÃO

O objetivo desta Dissertação é investigar o controle discreto do motor de indução para aplicações em tempo real. São desenvolvidos modelos discretos do motor de indução alimentado por inversor de tensão nos quais as tensões estatóricas são substituídas por larguras de pulso de comando de braço de inversor equivalentes. Aspectos de erro de discretização e frequência de amostragem são examinados detalhadamente. A estabilidade numérica dos modelos é investigada através da técnica de lugar de raízes discreto de modo a estabelecer os limites teóricos de validade dos mesmos.

Usando o modelo discreto, uma estratégia de controle por tempo de estabelecimento finito - uma amostra á frente para as correntes estatóricas é desenvolvida. A estabilidade do controlador de corrente é examinada no plano Z e a sensibilidade a variações paramétricas é verificada. Um observador de fluxo rotórico de ordem reduzida utilizando apenas amostras de corrente e velocidade é projetado no domínio discreto. Os pólos do observador são posicionados de maneira a obter um observador robusto para variações da resistência rotórica.

O controle por campo orientado direto do motor de indução é simulado para checar a validade dos controladores propostos. A simulação completa inclui o controlador de corrente com resposta "deadbeat", observador de fluxo e controladores "deadbeat" de fluxo e velocidade. Os resultados de simulação são satisfatórios. Aspectos de implementação em tempo real do algoritmo de controle são examinados.

ABSTRACT

REAL TIME DISCRETE CONTROL OF INDUCTION MOTOR

The objective of this Dissertation is to investigate discrete control of induction motor in real-time control applications. The discrete models of VSI fed induction motor are developed in which stator voltages are replaced by equivalent pulse inputs and the aspects of error and sampling frequency are critically examined. Numerical stability of the models is investigated using discrete root-locus technique to establish the theoretical limits of the models.

Using the discrete model, one-sampling-ahead deadbeat control of the stator currents is developed. The deadbeat controller stability is examined in Z-plane and parameter sensitivity of the controller is verified. A reduced order rotor flux observer using only current and speed signals is designed in discrete domain. The observer poles are positioned in such a manner so as to make the observer robust against rotor resistance variations.

The direct field oriented control of induction motor is simulated to check the validity of the proposed controllers. The complete simulation includes stator current controller with deadbeat response, rotor flux observer, and deadbeat velocity and flux controllers. The results of simulation are very satisfactory. The aspects of real-time implementation of the control algorithm are examined.

ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO II - MODELO DISCRETO DO MOTOR DE INDUÇÃO	5
2.1 - INTRODUÇÃO	5
2.2 - MODELO CONTÍNUO DO MOTOR DE INDUÇÃO	5
2.3 - MODELO DISCRETO SIMPLIFICADO	9
2.4 - MODELO DISCRETO APRIMORADO	17
2.5 - ESTABILIDADE NUMÉRICA DOS MODELOS PROPOSTOS	24
2.6 - CONCLUSÃO	31
CAPÍTULO III - CONTROLE "DEADBEAT" DAS CORRENTES ESTATÓRICAS	33
3.1 - INTRODUÇÃO	33
3.2 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE "DEADBEAT"	33
3.3 - CONTROLE DAS CORRENTES ESTATÓRICAS	37
3.4 - ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR	41
3.5 - CONCLUSÃO	48
CAPÍTULO IV - OBSERVADOR DE FLUXO ROTÓRICO	49
4.1 - INTRODUÇÃO	49
4.2 - CALCULADOR DE FLUXO ROTÓRICO	49
4.3 - OBSERVADOR DE FLUXO ROTÓRICO	55
4.4 - CÁLCULO DA MATRIZ DE GANHOS	58
4.5 - POSICIONAMENTO DE PÓLOS ROBUSTO	59
4.6 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	68
4.7 - CONCLUSÃO	71
CAPÍTULO V - CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO	72
5.1 - INTRODUÇÃO	72
5.2 - CONTROLE DESACOPLADO DO MOTOR DE INDUÇÃO	72
5.3 - CONTROLADOR DE FLUXO ROTÓRICO	76

5.4 - CONTROLADOR DE VELOCIDADE	79
5.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	80
5.6 - CONCLUSÃO	85
CAPÍTULO VI - CONSIDERAÇÕES SOBRE IMPLEMENTAÇÃO EM TEMPO REAL	86
6.1 - INTRODUÇÃO	86
6.2 - ALGORITMO DE CONTROLE DO SISTEMA	86
6.3 - ANÁLISE DE ESFORÇO COMPUTACIONAL	89
6.4 - CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA	95
6.5 - CONCLUSÃO	97
CAPÍTULO VII - CONCLUSÃO GERAL	98
ANEXO I - ENTRADA CONSTANTE EQUIVALENTE A PULSO	100
ANEXO II - ENTRADA CONSTANTE EQUIVALENTE A RAMPA	102
ANEXO III - PARÂMETROS DO MOTOR	104
BIBLIOGRAFIA	105

LISTA DE FIGURAS

- Fig. 2.1 - Motor de Indução Trifásico alimentado por Inversor de Tensão.....6
- Fig. 2.2 - Erro de Discretização do Modelo Discreto Simplificado (Primeiro Autovalor).....15
- Fig. 2.3 - Erro de Discretização do Modelo Discreto Simplificado (Segundo Autovalor).....16
- Fig. 2.4 - Erro de Discretização de submatrizes de Matriz de Transição. $\omega_r = 120\pi$ rad/s. (Modelo Discreto Simplificado).....18
- Fig. 2.5 - Erro de Discretização do Modelo Discreto Aprimorado (Primeiro Autovalor).....21
- Fig. 2.6 - Erro de Discretização do Modelo Discreto Aprimorado (Segundo Autovalor).....22
- Fig. 2.7 - Simulação Computacional (Partida em vazio).
 a) I_{sq} (A), b) F_{rd} (Wb).
 "o" - Modelo Discreto Simplificado.
 "*" - Modelo Discreto Aprimorado.
 "-" - Simulação Rigorosa.....23
- Fig. 2.8 - Autovalores da Matriz F^S (Modelo Discreto Simplificado. $T = 0 \rightarrow 10.0$ ms. $\omega_r = 0.0$ rad/s.....25
- Fig. 2.9 - Autovalores da Matriz F^S (Modelo Discreto Simplificado. $T = 0 \rightarrow 10.0$ ms. $\omega_r = 60\pi$ rad/s.....26
- Fig. 2.10 - Autovalores da Matriz F^S - (Modelo Discreto Simplificado. $T = 0 \rightarrow 10.0$ ms. $\omega_r = 120\pi$ rad/s.....27

Fig. 2.11	- Autovalores da Matriz F - (Modelo Discreto Aprimorado. $T = 0 \rightarrow 10.0$ ms. $\omega_r = 0.0$ rad/s.....	28
Fig. 2.12	- Autovalores da Matriz F - (Modelo Discreto Aprimorado. $T = 0 \rightarrow 10.0$ ms. $\omega_r = 60\pi$ rad/s.....	29
Fig. 2.13	- Autovalores da Matriz F - (Modelo Discreto Aprimorado. $T = 0 \rightarrow 10.0$ ms. $\omega_r = 120\pi$ rad/s.....	30
Fig. 3.1	- Diagrama de blocos de Sistema com Controlador TEFUAF. a) Sistema. b) Controlador. c) Sistema + Controlador.....	35
Fig. 3.2	- Corrente controlada através da técnica TEFUAF proposta.....	42
Fig. 3.3	- Evolução do vetor de corrente "deadbeat" controlado.....	43
Fig. 3.4	- Lugar de autovalores do sistema em malha fechada. $R_r = 0 \rightarrow 20.0$ Ω . $\omega_r = 0.0$ rad/s.....	45
Fig. 3.5	- Lugar de autovalores do sistema em malha fechada. $R_r = 0 \rightarrow 20.0$ Ω . $\omega_r = 60\pi$ rad/s.....	46
Fig. 3.6	- Lugar de autovalores do sistema em malha fechada. $R_r = 0 \rightarrow 20.0$ Ω . $\omega_r = 120\pi$ rad/s.....	47
Fig. 4.1	- Estimador de Estados em malha aberta (Simulador em tempo real).....	51
Fig. 4.2	- Resposta do Calculador de Fluxo Rotórico. $R_r = \hat{R}_r$. ($\omega_r = 0$). "-" \rightarrow Fluxo Real, "o" \rightarrow Fluxo calculado.....	53

Fig. 4.3	- Resposta do Calculador de Fluxo Rotórico. $R_r = 1.5\hat{R}_r$. ($w_r = 0$) "___" \rightarrow Fluxo Real. "---" \rightarrow Fluxo Calculado.....	54
Fig. 4.4	- Estimador de Estados em malha fechada (Observador).....	56
Fig. 4.5	- Evolução dos ganhos do Observador. Pólos em $z = 0$	60
Fig. 4.6	- Evolução dos ganhos do Observador. Pólos em $z = 0.8777 \pm j0.1084$	61
Fig. 4.7	- Evolução do coeficiente de amortecimento do fluxo rotórico em função da velocidade.....	63
Fig. 4.8	- Evolução do tempo de estabelecimento do fluxo rotórico em função da velocidade.....	64
Fig. 4.9	- Erro de Estimação (Regime) em função de t_{smin}/t_{so} . ($R_r = 1.5\hat{R}_r$), (Velocidade nominal)	66
Fig. 4.10	- Lugar de autovalores da matriz F_{ff} em função da velocidade ($w_r = 0 \rightarrow 120\pi$ rad/s) e pólos do obsevador ("*"): $z_o = 0.8777 \pm j0.1084$	67
Fig. 4.11	- Resposta do Observador de Fluxo Rotórico. ($R_r = \hat{R}_r$). ($w_r = 0$). "- " \rightarrow Fluxo Real, "o" \rightarrow Fluxo observado.....	69
Fig. 4.12	- Resposta do observador de Fluxo Rotórico. ($R_r = 1.5\hat{R}_r$). ($w_r = 0$). a) Fluxo Real ("___") e FLuxo Observado ("---"). b) Erro de Estimação.....	70
Fig. 5.1	- Sistema de Controle para acionamento do motor de Indução.....	75

Fig. 5.2	- Resposta do Controlador TEFUAF de Fluxo Rotórico. (Velocidade nula).....	78
Fig. 5.3	- Ciclo de inversão de Velocidade. (Velocidade Nominal). a) Frd (Wb), b) Ce (N.m), c) Isa (A), d) ω_r (rad/s). (Máquina em vazio).....	82
Fig. 5.4	- Resposta a aplicação de carga (degrau de conjugado de carga $C_L = 20$ N.m aplicado em $t = 0.4$ s). a) Frd (Wb), b) Ce (N.m) e C_L (N.m) (pontilhado), c) Isa (A), d) ω_r (rad/s).....	83
Fig. 5.5	- Ciclo de inversão de Velocidade. (10% de Vel. Nominal). a) Frd (Wb), b) Ce (N.m), c) Isa (A), d) ω_r (rad/s). (Máquina em vazio).....	84
Fig. 6.1	- Configuração para o sistema de acionamento proposto.....	96
Fig. AI.1	- Entrada constante equivalente a entrada pulsada.....	101
Fig. AII.1	- Entrada constante equivalente a entrada "rampa".....	103

LISTA DOS PRINCIPAIS SÍMBOLOS

I_s	Vetor de corrente estatórica.
F_r	Vetor de fluxo rotórico.
V_s	Vetor de tensão estatórica.
V_n	Vetor de tensão de braço de inversor.
R_s	Resistência das bobinas do estator.
R_r	Resistência das bobinas do rotor.
L_s	Indutância das bobinas do estator.
L_r	Indutância das bobinas do rotor.
M_{sr}	Indutância mútua.
σ	Coefficiente de dispersão.
J	Momento de inércia do rotor.
B	Coefficiente de atrito.
p	Número de pólos do motor.
E	Tensão DC do inversor.
T	Período de amostragem.
w_r	Velocidade rotórica.
C_e	Conjugado eletromagnético.
C_L	Conjugado de carga.
e	Erro de estimação.
K	Matriz de ganhos do observador.
K_1, K_2	Elementos de matriz de ganhos do observador.
ω_n	Frequência natural.
ζ	Coefficiente de amortecimento.
t_s	Tempo de estabelecimento de fluxo rotórico.
t_{smin}	Tempo de estabelecimento mínimo.
ζ_o	Coefficiente de amortecimento do observador.
t_{so}	Tempo de estabelecimento do observador.
z_o	Pólos do observador.
a, b	parte real e parte imaginária dos pólos do observador.
A	Matriz de estado de sistema contínuo.
B	Matriz de entrada de sistema contínuo.
X	Vetor de estados.
U	Vetor de entradas.
Y	Vetor de saídas.

F Matriz de transição de estados.
 G Matriz de entrada de sistema discreto.
 H Matriz de saída.
 P Vetor de larguras de pulso.
 e(aut) Erro nos autovalores.
 [T_{3/2}] Transformação trifásica - bifásica.
 [T_{n/s}] Transformação neutro - fase.
 [T_{e/r}] Transformação referencial fluxo rotórico - referencial
 estatórico.
 θ_r Fase de vetor fluxo rotórico.
 D Operador d/dt.
 ℒ Transformada de Laplace.
 s Frequência complexa no domínio contínuo.
 z Frequência complexa no domínio discreto.
 i,f,p (índice) Indica submatrizes da matriz de transição
 relacionadas com os vetores de corrente, fluxo
 e larguras de pulso respectivamente.
 s (expoente) Indica matriz do modelo discreto
 simplificado.
 e (expoente) Indica matriz de transição "exata".
 r (expoente) Indica grandeza em referencial fluxo
 rotórico.
 d,q (índice) Indica coordenadas bifásicas de eixos d,q.
 a,b,c (índice) Indica coordenadas trifásicas.
 * (expoente) Indica valor de referência de controlador.
 ^ (sobre símbolo) Indica representação interna no
 controlador discreto equivalente a grandeza real.

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO GERAL

Recentemente, os processadores digitais de sinais (DSP) têm sido extensivamente usados na área de acionamentos de motores, tendo em vista que a alta velocidade de computação permite a execução de sofisticados algoritmos de controle, incluindo modelamento, estimação e identificação. Normalmente a metodologia de projeto de sistemas de controle discreto é baseada em técnicas de modelamento dos sistemas no domínio contínuo. Porém, para um melhor aproveitamento dos potenciais dos controladores digitais, estes devem ser projetados baseados diretamente nos modelos discretos. A implementação de sistemas de controle moderno usando DSP requer um exame prévio de aspectos tais como estrutura dos algoritmos de controle, discretização, atraso de computação, aritmética utilizada, estrutura dos controladores e precisão numérica. (Hanselmann [1]).

A atual tendência no projeto de acionamentos de motores é a eliminação de sensores (Ex: velocidade, fluxo) através de técnicas computacionais de estimação de estados (Kortum [2]). Em geral, a análise e o projeto dos sistemas de acionamento são baseados nos seguintes métodos: posicionamento de pólos, controle linear quadrático, desacoplamento e controle "deadbeat".

Avanços em dispositivos semicondutores de potência tais como GTO's, MOSFET's, SIT's e Transistores Bipolares, tornou possível o projeto de conversores de alta frequência, (alguns KHz), necessária para a implementação das estratégias de controle moderno (Bose [3]).

O objetivo desta dissertação é a análise, projeto e simulação dos controladores digitais baseados em modelos discretos para acionamento de motor de indução, usando técnicas de controle "deadbeat" e estimação do fluxo rotórico.

O modelamento do sistema motor de indução - Inversor de tensão requer descrição matemática de cada

configuração topológica do sistema chaveado. Verghese [4] descreve um método generalizado para análise de circuitos chaveados que permite obter a matriz de transição de estados do sistema. Esta técnica é útil para análises rigorosas de estabilidade e de regime permanente de conversores chaveados tais como conversores de ressonância (Elbuluk [5]) e inversor de corrente (Shinohara [6]).

Quando a frequência de chaveamento do conversor é elevada, simplificações no modelamento podem ser adotadas de maneira a reduzir o volume de cálculo envolvido. Itoh [7] mostra para um conversor PWM que, se a frequência de chaveamento é elevada, o trem de pulsos de entrada pode ser substituído por uma senoide equivalente. Numa abordagem diferente, Kawamura [8] desenvolve um modelo de estado discreto para um conversor chaveado de tal modo que a entrada em tensão é substituída por uma largura de pulso equivalente. Assim, um modelo linear discreto do sistema é obtido.

O presente trabalho é organizado da seguinte maneira:

O capítulo II trata do modelamento discreto do motor de indução. Para o cálculo da matriz exponencial diversos métodos têm sido descritos na literatura (Moler [9], Plant [10], Rao [11]), sendo muito popular o uso da série exponencial truncada. Através de algumas simplificações, neste trabalho, o sistema original de quarta ordem é reduzido a dois subsistemas de segunda ordem e uma fórmula fechada para o cálculo da matriz exponencial é obtida. Um estudo de estabilidade numérica é feito visando estabelecer os limites de validade do modelo proposto. Diversas técnicas para o estudo de estabilidade numérica de operadores de integração têm sido descritas (Beale [12], [13] e [14], Laub [15]). Neste trabalho, análise de estabilidade numérica é feita através do estudo da posição dos autovalores do sistema no plano complexo Z .

No capítulo III, uma estratégia de controle "deadbeat" das correntes estatóricas é desenvolvida. O controle de

corrente em inversores de tensão pode ser feito de diversas maneiras. Brod [16] estuda o desempenho dos controladores de corrente por histerese, por comparação com rampa e preditivos. Rowan [17] analisa os controladores de corrente proporcionais - integrais (PI's). Os controladores PI's e por comparação com rampa apresentam erro em módulo e fase na corrente controlada dependente da frequência de operação. Os controladores por histerese têm bom desempenho, desde que a frequência de chaveamento seja elevada. Em motores de indução de potência elevada o desempenho destes controladores é comprometido, já que a frequência de chaveamento deve ser baixa devido às limitações dos dispositivos semicondutores, o que resulta num nível de "ripple" elevado. Um regulador de corrente capaz de impor uma resposta em malha fechada "deadbeat" foi investigado por Kawamura [18]. O controlador de corrente desenvolvido neste trabalho é do tipo preditivo, que garante uma frequência de chaveamento fixa. Este controlador é desenvolvido usando a técnica de Tempo de Estabelecimento Finito Uma Amostra à Frente - TEFUAF ("deadbeat one-sampling-ahead"). Este tipo de controlador caracteriza-se por forçar a corrente estatórica a ser igual à referência a cada instante de amostragem, permitindo obter baixo nível de "ripple", mesmo em baixas frequências de chaveamento.

O controlador de corrente TEFUAF desenvolvido faz uso de realimentação de estados (fluxo rotórico e corrente estatórica). Visando suprir esta necessidade, o capítulo IV trata do projeto de um observador de fluxo rotórico de ordem reduzida robusto para variações de resistência rotórica. O observador é formulado de maneira a usar apenas sensores de corrente e velocidade.

No capítulo V, através da técnica de campo orientado direto (Bose [19]), um sistema de acionamento para o motor de indução é desenvolvido incorporando controladores de velocidade e de fluxo rotórico baseados na técnica TEFUAF. O controlador de velocidade é projetado de maneira a incluir a estimação do conjugado de carga, permitindo obter um desempenho de

alta qualidade. Foram efetuadas simulações computacionais de diversos regimes transitórios para o sistema de acionamento completo, incluindo regulação de corrente por TEFUAF, observador de fluxo rotórico e controladores TEFUAF de fluxo e velocidade.

No capítulo VI as estratégias desenvolvidas nos capítulos anteriores são sumarizadas num algoritmo de controle em tempo real para acionamento do motor de indução. Um estudo de esforço computacional é efetuado e considerações são feitas de maneira a reduzir o tempo de processamento do algoritmo de controle.

No capítulo VII as conclusões gerais deste trabalho são derivadas, destacando as principais contribuições e sugestões para pesquisas futuras.

CAPÍTULO II - MODELO DISCRETO DO MOTOR DE INDUÇÃO

2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo dois modelos discretos, um simplificado e outro aprimorado, são desenvolvidos para descrever matematicamente o motor de indução trifásico tipo "gaiola" alimentado por inversor de tensão, visando a sua aplicação no comando numérico do sistema em tempo real.

Um estudo do erro envolvido na discretização é feito de maneira a possibilitar uma escolha criteriosa do período de amostragem das variáveis do sistema.

O estudo de estabilidade numérica dos modelos propostos é efetuado visando estabelecer os limites teóricos de validade dos mesmos.

2.2 - MODELO CONTÍNUO DO MOTOR DE INDUÇÃO

Para descrever matematicamente o motor de indução trifásico tipo "gaiola" alimentado por inversor de tensão (Fig. 2.1) foram adotadas as seguintes hipóteses simplificatórias:

- (i) Enrolamentos trifásicos simetricamente distribuídos;
- (ii) rotor e estator perfeitamente cilíndricos;
- (iii) distribuição de força magnetomotriz no entreferro suposta senoidal (despreza-se o efeito de saliências, ranhuras e bordas);
- (iv) despreza-se perdas no ferro e correntes parasitas;

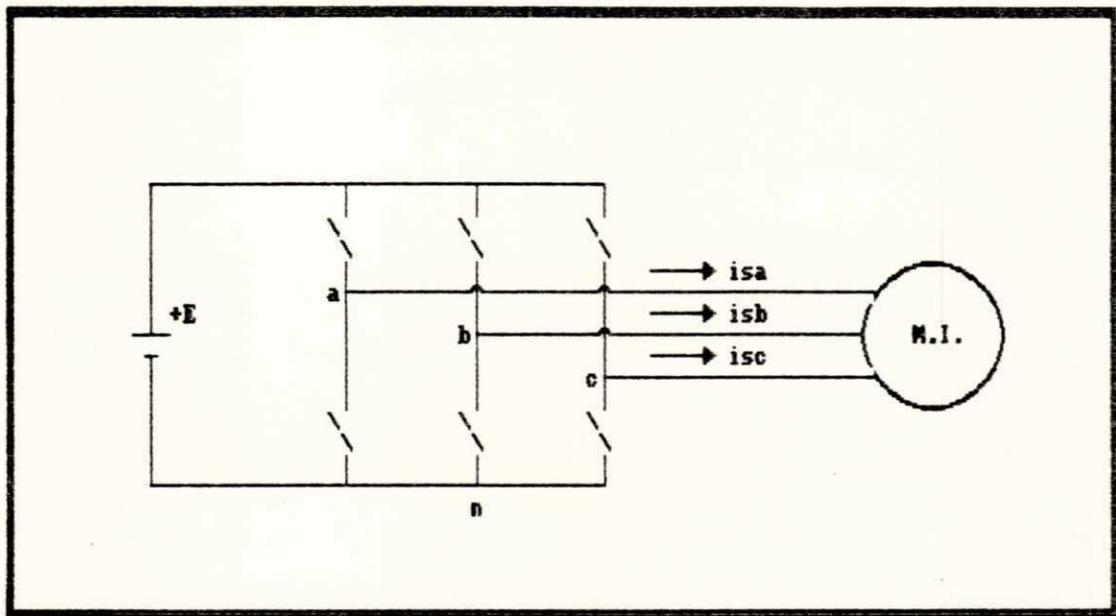


Fig. 2.1 - Motor de Indução Trifásico alimentado por Inversor de Tensão.

(v) materiais magnéticos com característica B-H linear (a saturação não é considerada);

(vi) alimentação trifásica sem neutro (soma das correntes de fase igual a zero).

A partir destas hipóteses simplificatórias pode-se formular o modelo de estado do motor de indução. O modelo adotado é descrito em termos de correntes estatóricas e fluxos rotóricos num sistema referencial fixo no estator (coordenadas d,q):

$$DI_s = R_1.I_s + (R_2.I - W_1.J)Fr + (1/\sigma L_s)V_s \quad (2.1a)$$

$$DFr = R_3.I_s + (R_4.I - W_2.J)Fr \quad (2.1b)$$

onde,

$$R_1 = -(R_s/\sigma L_s + (1 - \sigma)R_r/\sigma L_r) \quad (2.2)$$

$$R_2 = M_{sr}R_r/\sigma L_s L_r^2 \quad (2.3)$$

$$R_3 = R_r M_{sr}/L_r \quad (2.4)$$

$$R_4 = -R_r/L_r \quad (2.5)$$

$$W_1 = (M_{sr}/\sigma L_s L_r)W_r \quad (2.6)$$

$$W_2 = -W_r \quad (2.7)$$

$$\sigma = 1 - M_{sr}^2/L_s L_r \quad (2.8)$$

$$D = d/dt \quad (2.9)$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$I_s = [I_{sd} \quad I_{sq}]^t \quad (2.12)$$

$$F_r = [F_{rd} \quad F_{rq}]^t \quad (2.13)$$

$$V_s = [V_{sd} \quad V_{sq}]^t \quad (2.14)$$

As grandezas bifásicas se relacionam com as grandezas trifásicas através da transformação conservativa:

$$X(dq) = [T_{3/2}]X(abc) \quad (2.15)$$

$$X(abc) = [T_{3/2}]^t X(dq) \quad (2.16)$$

$$[T_{3/2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Como o motor é alimentado por inversor de tensão trifásico, para objetivos de controle é desejável obter um modelo matemático que descreva a dinâmica do sistema em termos de entradas facilmente controláveis, no caso as tensões de braço do inversor. As tensões de fase se relacionam com as tensões de braço através da transformação fase-neutro:

$$V_s(abc) = [T_{n/s}]V_n(abc) \quad (2.18)$$

onde,

$$[T_{n/s}] = (1/3) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Assim, utilizando Eq. (2.18) e Eq. (2.19), as equações (2.1a) e (2.1b) podem ser reescritas de maneira equivalente em termos das tensões de braço do inversor:

$$DI_s = R_1 \cdot I_s + (R_2 \cdot I - W_1 \cdot J)F_r + (1/\alpha L_s)V_n \quad (2.20a)$$

$$DFr = R_s.I_s + (R_r.I - w_2.J)Fr \quad (2.20b)$$

onde,

$$V_n = V_n(dq) = [V_{nd} \ V_{nq}]^t \quad (2.21)$$

A semelhança entre Eq. (2.1a) e Eq. (2.20a) deriva do fato que a transformação trifásica-bifásica é invariante frente ao produto com a transformação fase-neutro, ou seja:

$$[T_{3/2}].[T_{n/s}] = [T_{3/2}] \quad (2.22)$$

As equações (2.20a) e (2.20b) descrevem o comportamento das grandezas elétricas do motor apenas. Para ter uma representação completa do comportamento dinâmico da máquina deve-se acrescentar a equação mecânica:

$$DW_r = (p/2J)(C_e - C_L) \quad (2.23)$$

onde o conjugado eletromagnético é dado por:

$$C_e = (p.M_{sr}/2L_r)(I_{sq}.Fr_d - I_{sd}.Fr_q) \quad (2.24)$$

2.3 - MODELO DISCRETO SIMPLIFICADO

Tendo por objetivo a elaboração de uma estratégia de controle do motor por microprocessador, faz-se necessário descrever o mesmo através de um modelo discreto. O modelo de estado contínuo descrito pelas equações (2.20a) e (2.20b) caracteriza um sistema linear variante no tempo. Desde que o período de amostragem, "T", seja suficientemente pequeno e a inércia do rotor seja suficientemente elevada para minimizar as pulsações de velocidade, esta pode ser considerada aproximadamente constante durante este período. Nestas condições, o sistema descrito por Eq. (2.20a) e (2.20b) pode ser considerado linear por partes e o método das linearizações sucessivas (Nonaka [20], [21]) pode ser aplicado na resolução do mesmo. Segundo este

método, as equações (2.20a) e (2.20b) são discretizadas por uma técnica qualquer adequada ao sistema, considerando a velocidade constante e igual ao seu valor no instante de amostragem. A velocidade é atualizada sequencialmente a cada período de amostragem pelo método de Euler aplicado à equação mecânica (2.23):

$$W_r(k+1) = W_r(k) + (p/2J)(C_e(k) - C_L(k))T \quad (2.25)$$

onde,

$$C_e(k) = (M_{sr}/L_r)(I_{sq}(k)F_{rd}(k) - I_{sd}(k)F_{rq}(k)) \quad (2.26)$$

No modelo discreto proposto a seguir, o período T é escolhido de modo a ser igual ao período de chaveamento do inversor. De acordo com esta condição, as entradas de controle V_{nd} e V_{nq} são substituídas por larguras de pulso equivalentes (Kawamura [8]). Desta maneira, o modelo discreto obtido permite simplificar a estratégia de controle do motor, já que as entradas do sistema são diretamente as larguras de pulso de comando de braço de inversor. A técnica desenvolvida reduz o sistema original de quarta ordem a dois subsistemas de segunda ordem, o que permite simplificar os cálculos envolvidos na discretização.

As seguintes hipóteses simplificatórias foram adotadas na discretização das equações (2.20a) e (2.20b):

- (i) Frequência de amostragem suficientemente elevada, de maneira a que a evolução no tempo das variáveis discretizadas represente de maneira satisfatória a evolução das variáveis contínuas. O limite inferior é determinado pela taxa de Nyquist (frequência de amostragem maior do que duas vezes a mais alta frequência de entrada (Kuo [22])). O limite superior depende apenas das restrições de projeto (tempo de chaveamento dos dispositivos, tempo disponível para computação, etc.). Através do estudo do erro de discretização, pode-se estabelecer que uma aproximação satisfatória para os objetivos deste trabalho é obtida com

frequência de amostragem superior a trinta vezes a maior frequência de acionamento do motor (frequência das correntes estatóricas)..

- (ii) Na resolução da equação estatórica (2.20a) os fluxos rotóricos são considerados constantes durante o intervalo de amostragem e iguais aos seus valores no início do período.
- (iii) Da mesma maneira, na resolução da equação rotórica (2.20b) as correntes estatóricas são consideradas constantes durante o intervalo de amostragem e iguais aos seus valores no início do período.
- (iv) Durante o intervalo de amostragem as tensões de braço de inversor são aproximadas por valores constantes, de modo a substituir as entradas em tensão por larguras de pulso equivalentes (ver Anexo I). Assim temos:

$$V_{n(abc)}(k, k+1) \cong V_{n(abc)}(k) = (E/T)P(abc)(k) \quad (2.27)$$

onde $P(k)$ é o vetor de larguras de pulso.

- (v) Impõe-se a relação de dependência:

$$P_a(k) + P_b(k) + P_c(k) = (3/2)T \quad (2.28)$$

isto garante a simetria das tensões de alimentação e uma largura de pulso média igual a $T/2$.

De acordo com esta premissa, tem-se a relação entre larguras de pulso (dq) e larguras de pulso trifásicas (abc):

$$P(k) = [T/2][(P_a(k)-T/2) (P_b(k)-T/2) (P_c(k)-T/2)]^t \quad (2.29)$$

ou,

$$[P_a(k) \ P_b(k) \ P_c(k)]^t - (T/2)[1 \ 1 \ 1]^t = [T\alpha/2]^t P(k) \quad (2.30)$$

Segundo as hipóteses simplificatórias acima, tanto a equação (2.20a) como a equação (2.20b) podem ser consideradas como sistemas lineares a coeficientes constantes durante o intervalo T, na forma genérica:

$$DX = A.X + B.U \quad (2.31)$$

onde, de acordo com as hipóteses simplificatórias (ii), (iii) e (iv) acima, as entradas equivalentes a U são consideradas constantes. A solução exata para o sistema dado por Eq. (2.31) quando o vetor de entradas U permanece constante durante o intervalo de amostragem é dada por (ver Ogata [23]):

$$X(k+1) = F.X(k) + G.U(k) \quad (2.32)$$

onde,

$$F = F(T) = \exp(A.T) = \mathcal{L}^{-1}\{(sI - A)^{-1}\} \quad (2.33)$$

$$G = G(T) = \left[\int_0^T \exp(A.t) dt \right] B = A^{-1}[\exp(A.T) - I]B \quad (2.34)$$

onde \mathcal{L}^{-1} é a transformada inversa de Laplace e F é chamada de matriz de transição de estados ou matriz exponencial do sistema. Diversos métodos foram desenvolvidos para o cálculo da matriz de transição de estados de sistemas de controle (ver, por exemplo, Moler [9], Plant [10], Rao [11]); sendo muito utilizado o método de expansão em série de potências. No presente caso, a solução exata Eq. (2.33) será utilizada para solucionar separadamente as equações (2.20a) e (2.20b). Desta maneira, o sistema original de quarta ordem é reduzido a dois subsistemas de segunda ordem e uma fórmula fechada para o cálculo da matriz de transição de estados do sistema é obtida. Assim, aplicando as equações (2.27), (2.32), (2.33) e (2.34) às equações (2.20a) e (2.20b) do sistema contínuo original, de maneira a resolver

separadamente cada uma delas de acordo com as hipóteses simplificatórias, obtém-se o modelo discreto simplificado:

$$I_s(k+1) = F_{ii}^s \cdot I_s(k) + F_{if}^s \cdot F_r(k) + G_{ip}^s \cdot P(k) \quad (2.35a)$$

$$F_r(k+1) = F_{fi}^s \cdot I_s(k) + F_{ff}^s \cdot F_r(k) \quad (2.35b)$$

onde,

$$F_{ii}^s = e^{(R_1 T)} \cdot I \quad (2.36)$$

$$F_{if}^s = \{ (e^{(R_1 T)} - 1) / R_1 \} [R_2 \cdot I - W_1 \cdot J] \quad (2.37)$$

$$F_{fi}^s = \{ R_3 / (R_4^2 + W_2^2) \} \left\{ e^{(R_4 T)} (R_4 \cdot \cos(W_2 T) + W_2 \cdot \sin(W_2 T)) - R_4 \right\} I \\ + \left\{ e^{(R_4 T)} (W_2 \cdot \cos(W_2 T) - R_4 \cdot \sin(W_2 T)) - W_2 \right\} J \quad (2.38)$$

$$F_{ff}^s = e^{(R_4 T)} [\cos(W_2 T) \cdot I - \sin(W_2 T) \cdot J] \quad (2.39)$$

$$G_{ip}^s = (E / \alpha L_s T) \{ (e^{(R_1 T)} - 1) / R_1 \} I \quad (2.40)$$

onde o expoente "s" identifica as matrizes que compõem o modelo discreto simplificado. De maneira compacta pode-se escrever:

$$X(k+1) = F^s \cdot X(k) + G^s \cdot P(k) \quad (2.41)$$

onde,

$$X = [I_{sd} \ I_{sq} \ F_{rd} \ F_{rq}]^t \quad (2.42)$$

$$F^s = F^s(T, W_r) = \begin{bmatrix} F_{ii}^s & F_{if}^s \\ F_{fi}^s & F_{ff}^s \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$G^s = G^s(T) = \begin{bmatrix} G_{ip}^s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

As equações (2.35a) a (2.44) descrevem o modelo discreto simplificado proposto para o motor de indução alimentado por

inversor de tensão.

Para avaliar a aproximação alcançada no cálculo da matriz de transição de estados através do modelo discreto simplificado, será utilizado o critério de sensibilidade proposto por Moler [9] na versão modificada apresentada por Lima [24], que utiliza o erro nos autovalores da matriz exponencial definido como:

$$e(\text{aut}) = (100\%) |\text{aut}(F^E) - \text{aut}(F^S)| / |\text{aut}(F^E)| \quad (2.45)$$

onde $\text{aut}(F)$ são os autovalores da matriz F e $F^E = F^E(T, W_r)$ é a matriz de transição de estados "exata", entendendo-se por "exata" a matriz exponencial calculada rigorosamente pela aproximação de Padé (ver Moler [9]). O erro definido pela equação (2.45) permite obter um quadro preciso da modificação introduzida na dinâmica do sistema pelo modelo proposto para uma determinada velocidade e tempo de discretização escolhido. A matriz exponencial é de dimensão 4×4 e é caracterizada por dois pares de autovalores complexos conjugados (exceto na velocidade nula na qual os autovalores são reais e duplos). Assim, basta apenas calcular dois valores de erro, um para cada par de autovalores conjugados.

As figuras 2.2 e 2.3 mostram a evolução do erro de discretização em varias velocidades de operação para uma variação do período de amostragem de zero ate 0.8 ms. Verifica-se que o erro de discretização cresce à medida que aumentam a velocidade e o período de amostragem. Pelas figuras verifica-se que o erro de discretização é inferior a 5% em toda a gama de variação estudada. O estudo do erro de discretização fornece um critério para a escolha do período de amostragem a ser adotado na elaboração do modelo discreto do sistema.

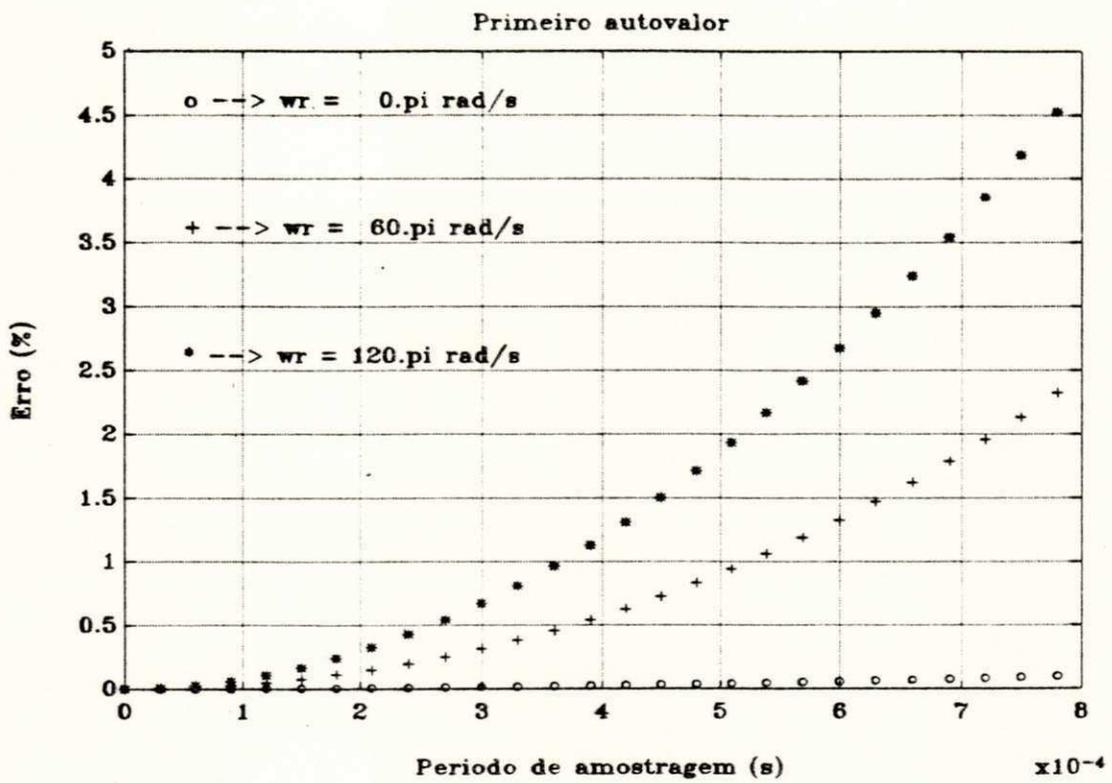


Fig. 2.2 - Erro de Discretização do Modelo Discreto Simplificado (Primeiro Autovalor).

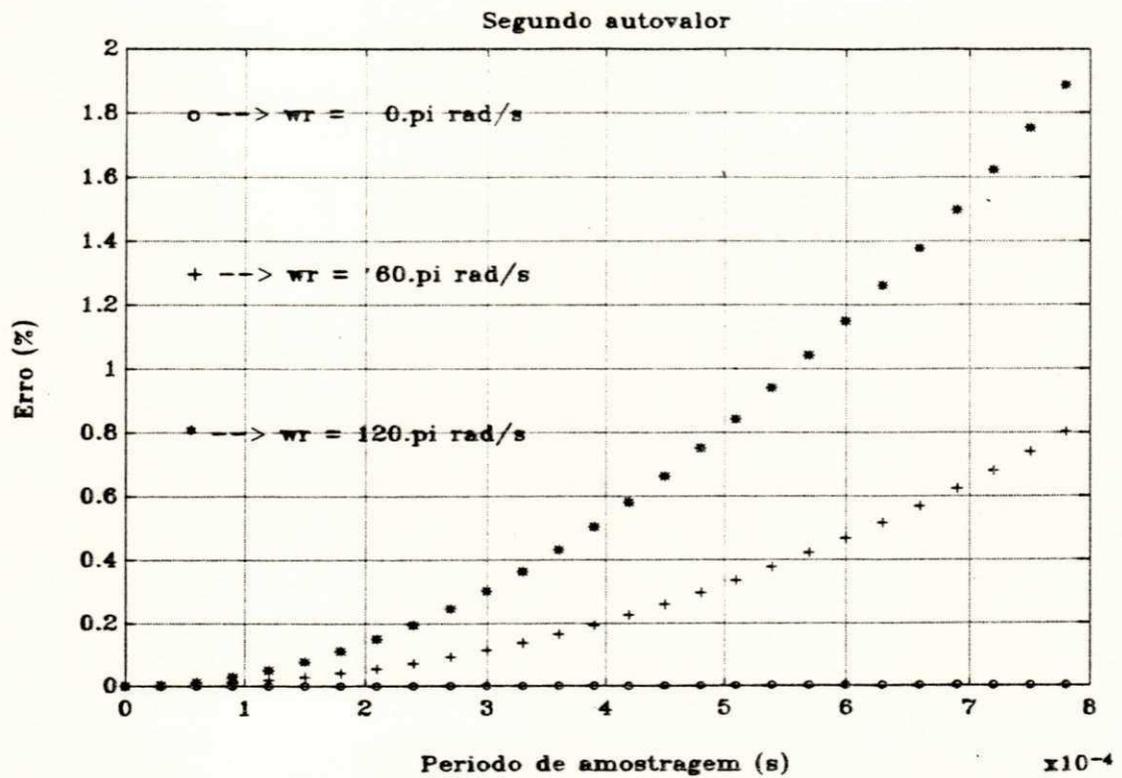


Fig. 2.3 - Erro de Discretização do Modelo Discreto Simplificado (Segundo Autovalor).

2.4 - MODELO DISCRETO APRIMORADO

O modelo discreto simplificado pode ser utilizado em aplicações que não exijam muito rigor na aproximação obtida, ou com períodos de amostragem pequenos o suficiente para garantir uma aproximação satisfatória. Uma análise mais profunda da aproximação envolvida no modelo discreto simplificado pode ser feita através do estudo do erro nos autovalores das submatrizes constituintes da matriz de transição:

$$e_{(aut)mn} = (100\%) | \text{aut}(F_{mn}^E) - \text{aut}(F_{mn}^S) | / | \text{aut}(F_{mn}^E) | \quad (2.46)$$

onde, $(m = i, f)$ e $(n = i, f)$.

A figura 2.4 mostra a evolução da equação (2.46) para $\omega_r = 120.\pi$ rad/s. Verifica-se que os maiores erros acontecem nas componentes mútuas entre fluxo e corrente. Isto é devido a que os fluxos e as correntes foram considerados constantes durante o período de amostragem respectivamente na resolução da equação estática e na resolução da equação rotórica, o que não é uma boa aproximação da realidade. Uma melhor aproximação pode ser obtida considerando fluxos e correntes como entradas "rampa", variando linearmente de seu valor no instante kT até o seu valor no instante $(k+1)T$. Obviamente os valores no instante $(k+1)T$ não são conhecidos a priori, mas pode-se utilizar o modelo discreto simplificado para obter uma aproximação dos mesmos. Por razões de simplicidade de cálculo, em lugar de "rampas", serão utilizadas entradas constantes equivalentes às mesmas (ver Anexo II). Desta maneira, tem-se para o fluxo:

$$\begin{aligned} Fr_{eq}(k) &= (Fr(k+1) + Fr(k))/2 = \\ &= (F_{fi}^S Is(k) + F_{ff}^S Fr(k) + Fr(k))/2 \end{aligned} \quad (2.47)$$

Para a corrente, da mesma maneira:

$$\begin{aligned} Is_{eq}(k) &= (Is(k+1) + Is(k))/2 = \\ &= (F_{ii}^S Is(k) + F_{if}^S Fr(k) + G_{ip}^S P(k) + Is(k))/2 \end{aligned} \quad (2.48)$$

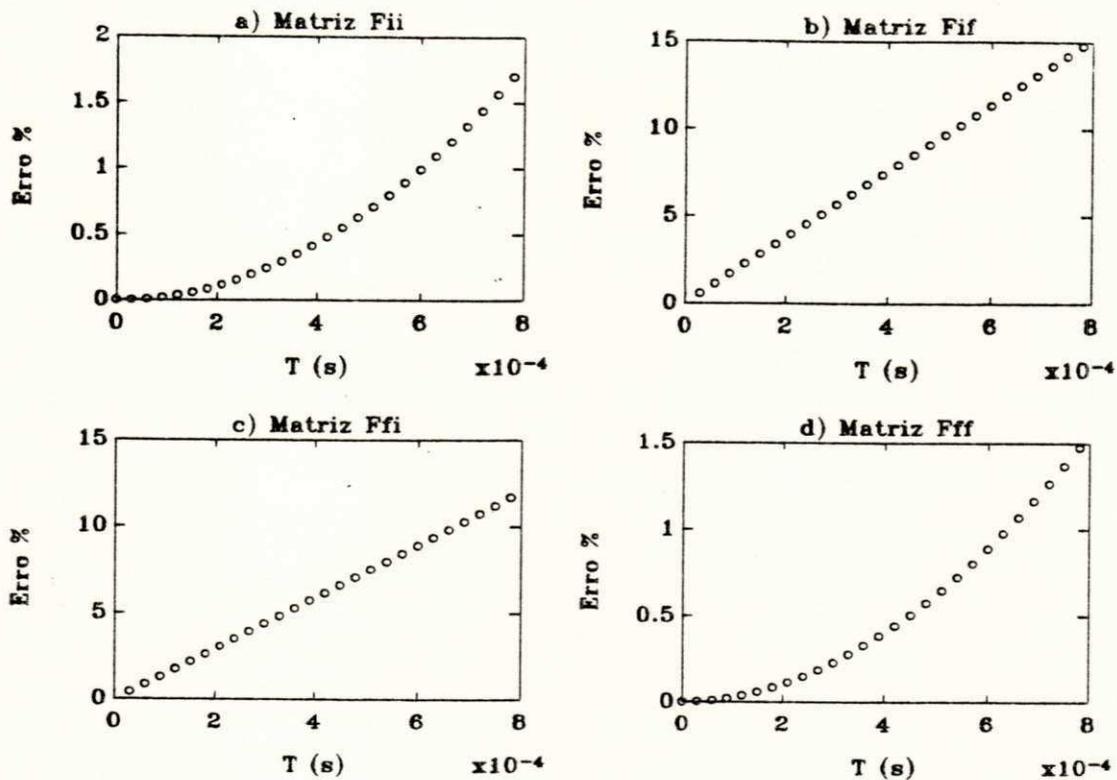


Fig. 2.4 - Erro de Discretização de submatrizes de Matriz de Transição. $\omega_r = 120.\pi$ rad/s. (Modelo Discreto Simplificado).

onde $F_{req}(k)$ e $I_{seq}(k)$ são entradas constantes equivalentes a rampas de fluxo e corrente respectivamente. Mas a solução para entradas constantes já foi obtida (é o próprio modelo discreto simplificado). Assim, considerando entradas equivalentes a rampas, tem-se a solução:

$$I_s(k+1) = F_{ii}^S \cdot I_s(k) + F_{if}^S \cdot F_{req}(k) + G_{ip}^S \cdot P(k) \quad (2.49a)$$

$$F_r(k+1) = F_{fi}^S \cdot I_{seq}(k) + F_{ff}^S \cdot F_r(k) \quad (2.49b)$$

Substituindo as equações (2.47) e (2.48) em (2.49a) e (2.49b) respectivamente e reagrupando adequadamente obtém-se o modelo discreto aprimorado:

$$I_s(k+1) = F_{ii} \cdot I_s(k) + F_{if} \cdot F_r(k) + G_{ip} \cdot P(k) \quad (2.50a)$$

$$F_r(k+1) = F_{fi} \cdot I_s(k) + F_{ff} \cdot F_r(k) \quad (2.50b)$$

onde,

$$F_{ii} = F_{ii}^S + F_{if}^S \cdot F_{fi}^S / 2 \quad (2.51)$$

$$F_{if} = F_{if}^S (I + F_{ff}^S) / 2 \quad (2.52)$$

$$F_{fi} = F_{fi}^S (I + F_{ii}^S) / 2 \quad (2.53)$$

$$F_{ff} = F_{ff}^S + F_{fi}^S \cdot F_{if}^S / 2 \quad (2.54)$$

$$G_{ip} = G_{ip}^S \quad (2.55)$$

$$G_{fp} = F_{fi}^S \cdot G_{ip}^S / 2 \quad (2.56)$$

A ausência de índice superior denota as matrizes do modelo discreto aprimorado. Note-se que os produtos entre termos mútuos nas equações (2.51) e (2.54) são iguais, visto que as matrizes envolvidas são da forma $(xI + yJ)$, ou seja, soma de uma matriz simétrica com uma anti-simétrica, o que permite a comutação dos

termos sem alterar o resultado do produto. Isto permite reduzir o volume de cálculo envolvido. Reescrevendo Eq. (2.50a) e (2.50b) de maneira mais compacta tem-se:

$$X(k+1) = F.X(k) + G.P(k) \quad (2.57)$$

onde,

$$F = F(T, W_r) = \begin{bmatrix} F_{ii} & F_{if} \\ \text{---} & \text{---} \\ F_{fi} & F_{ff} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$G = G(T, W_r) = \begin{bmatrix} G_{ip} \\ \text{---} \\ G_{fp} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

As equações (2.50a) a (2.59) descrevem o modelo discreto aprimorado proposto para o motor de indução alimentado por inversor de tensão.

Para avaliar o grau de aproximação alcançado no cálculo da matriz de transição de estados através do modelo discreto aprimorado será utilizado o critério de sensibilidade descrito na seção 2.3, para o cálculo do erro nos autovalores da matriz F.

As figuras 2.5 e 2.6 mostram a evolução do erro de discretização do modelo discreto aprimorado para varias velocidades de operação com o período de amostragem variando de zero a 0.8 ms. Percebe-se que o erro de discretização aumenta a medida que crescem a velocidade e o período de amostragem. Observa-se que o erro de discretização permanece abaixo de 0.2% em toda a faixa de variação do período T, caracterizando uma notável redução do erro em relação ao modelo discreto simplificado.

A figura 2.7 mostra a simulação computacional da evolução da corrente e do fluxo da máquina assíncrona calculada através dos dois modelos propostos. Na simulação dos dois modelos utilizou-se um período de amostragem igual a 0.555 ms, que

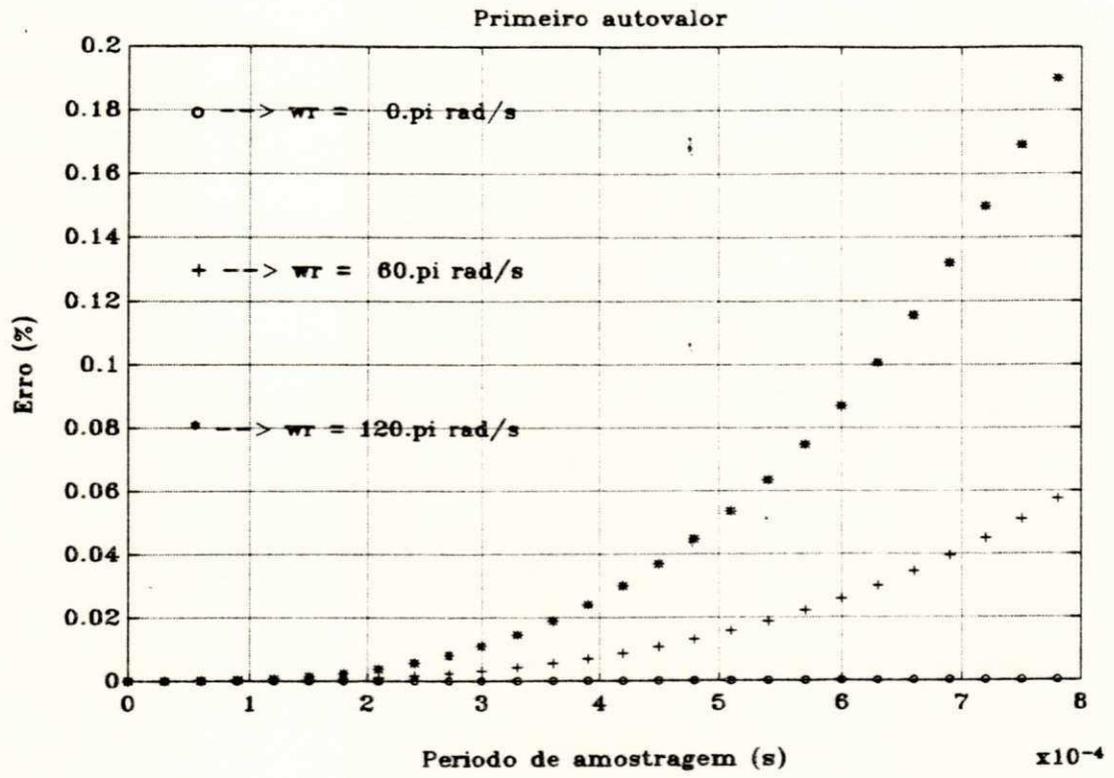


Fig. 2.5 - Erro de Discretização do Modelo Discreto Aprimorado (Primeiro Autovalor).

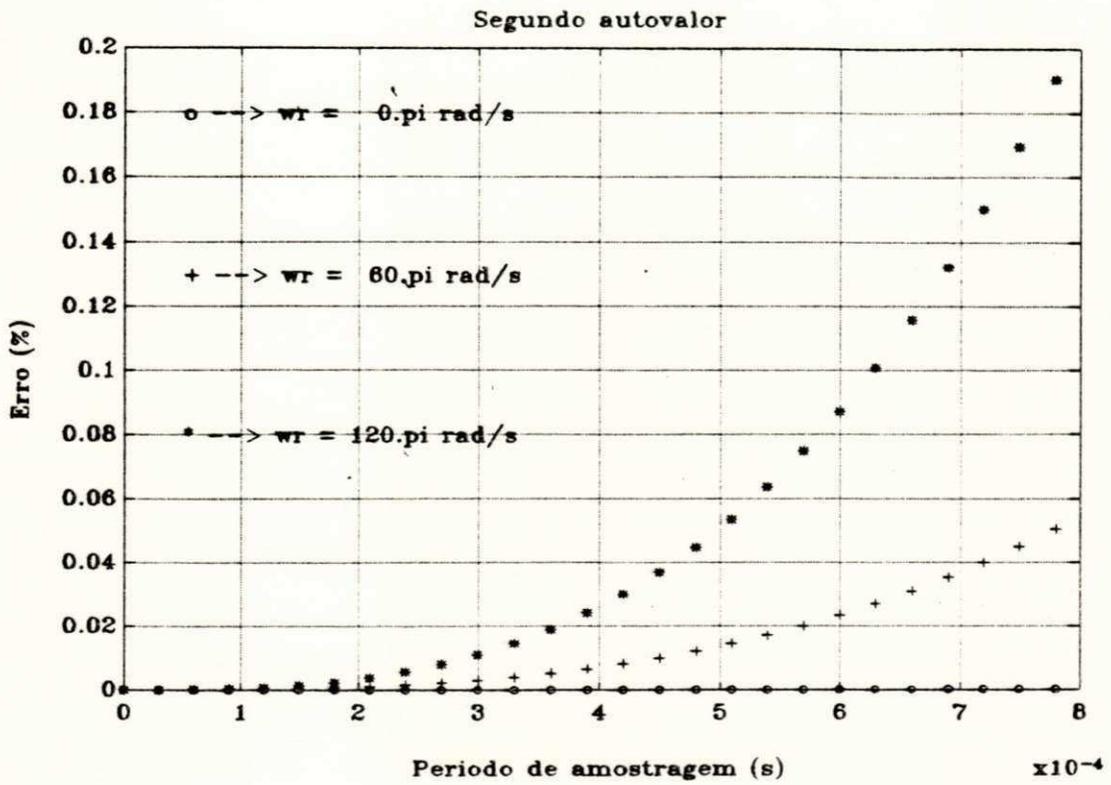


Fig. 2.6 - Erro de Discretização do Modelo Discreto Aprimorado (Segundo Autovalor).

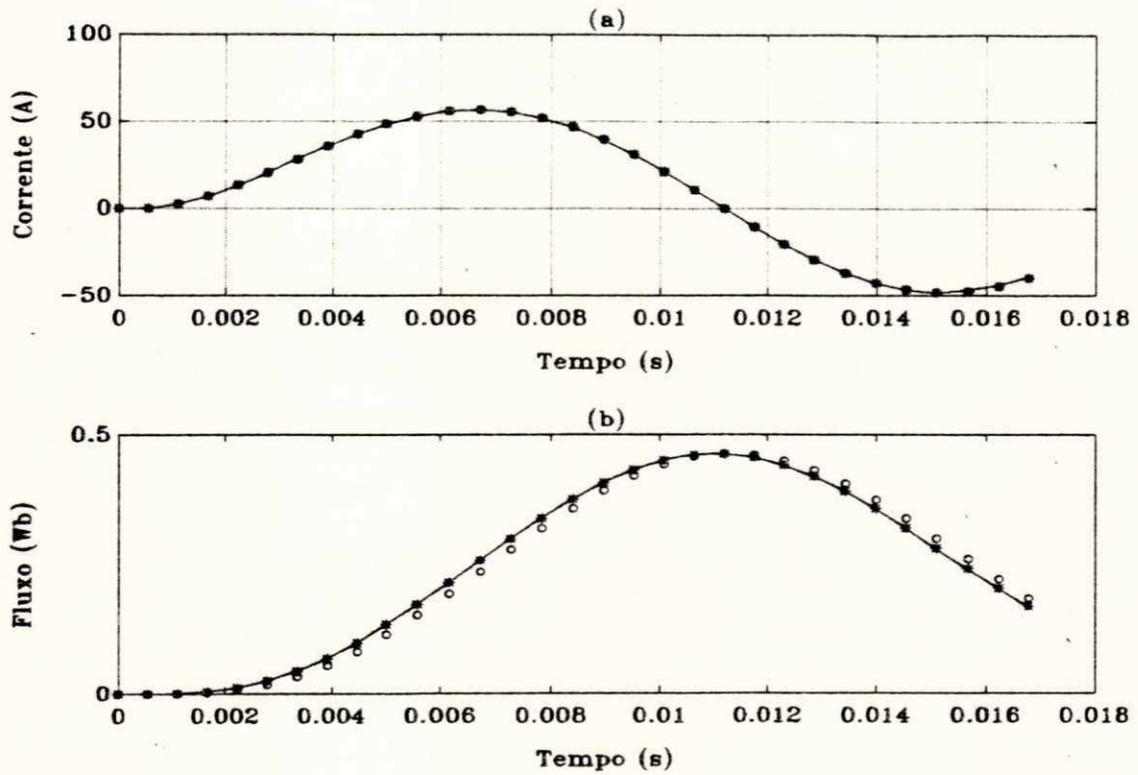


Fig. 2.7 - Simulação Computacional (partida em vazio).

a) Isq (A), b) Frd (Wb).

"o" - Modelo Discreto Simplificado.

"*" - Modelo Discreto Aprimorado.

"-" - Simulação Rigorosa.

corresponde a uma frequência de amostragem trinta vezes maior do que a frequência de alimentação (60 Hz). Na mesma figura, para comparação, mostra-se a simulação rigorosa do sistema, obtida pela técnica das linearizações sucessivas, através da matriz de transição "exata" calculada para cada um dos intervalos entre chaveamentos sucessivos em que se divide o período de amostragem (por "exata" entende-se a matriz de transição calculada pela aproximação de Padé através de algoritmo de alta precisão). Verifica-se que o modelo discreto simplificado se aproxima razoavelmente da solução rigorosa, enquanto que o modelo discreto aprimorado concorda perfeitamente com a mesma.

Os parâmetros do motor de indução e do sistema de acionamento utilizados são dados no Anexo III.

2.5 - ESTABILIDADE NUMÉRICA DOS MODELOS PROPOSTOS

O conceito de estabilidade numérica é de importância fundamental em simulação computacional, uma vez que, se um algoritmo de integração é absolutamente estável, pode-se garantir que a solução obtida através dele está próxima da solução exata do problema. Um algoritmo instável produzirá soluções "pobres", mesmo para problemas bem condicionados numericamente (ver Laub [15]).

Um operador de integração qualquer é dito absolutamente estável quando todas as raízes da sua equação característica estão localizadas dentro do círculo unitário no plano complexo Z (Beale [12]).

As raízes da equação característica dos modelos propostos são iguais aos autovalores das matrizes de transição correspondentes, F^S e F , que são dados respectivamente por:

$$\det[zI - F^S] = 0 \quad (2.60)$$

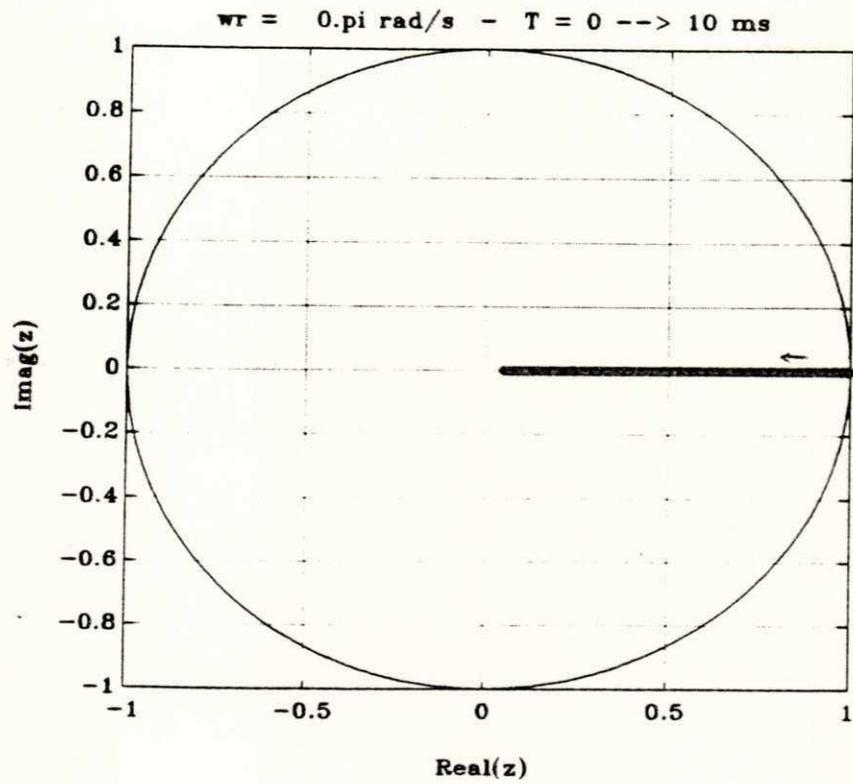


Fig. 2.8 - Autovalores da Matriz F^S - (Modelo Discreto Simplificado). $T = 0 \rightarrow 10.0 \text{ ms}$. $\omega_r = 0.0 \text{ rad/s}$.

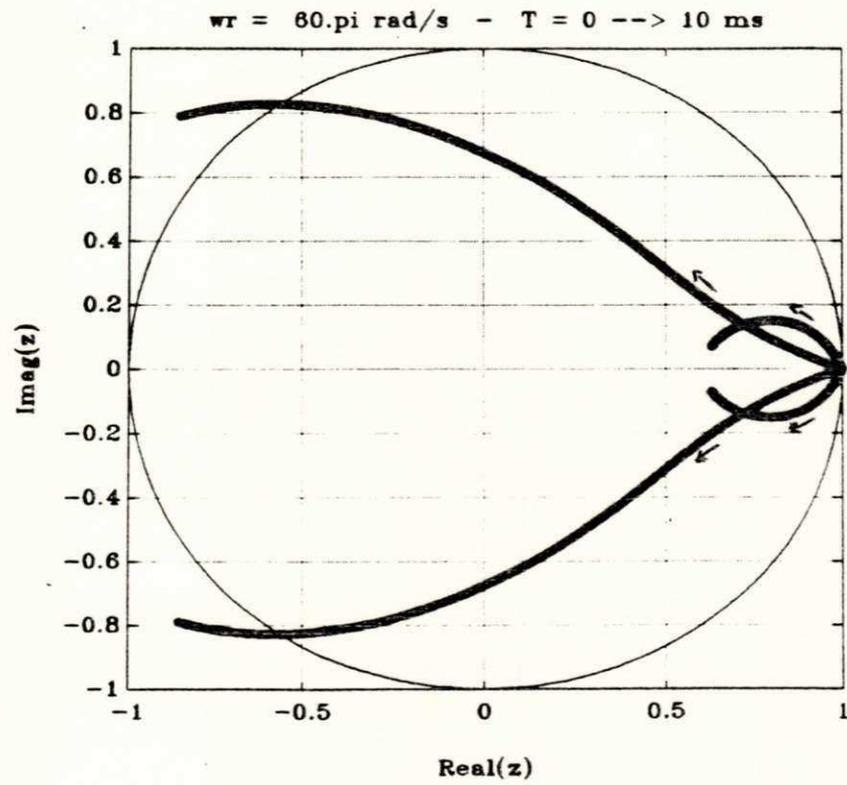


Fig. 2.9 - Autovalores da Matriz F^S - (Modelo Discreto Simplificado). $T = 0 \rightarrow 10.0 \text{ ms}$. $\omega_r = 60\pi \text{ rad/s}$.

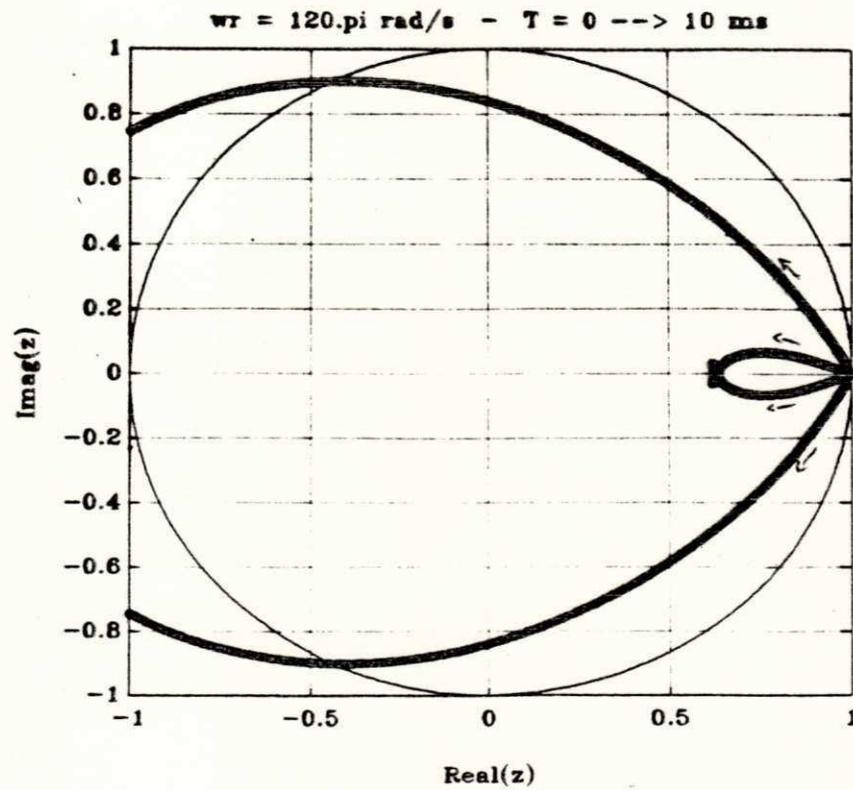


Fig. 2.10 - Autovalores da Matriz F^S - (Modelo Discreto Simplificado). $T = 0 \Rightarrow 10.0 \text{ ms}$. $\omega_r = 120\pi \text{ rad/s}$.

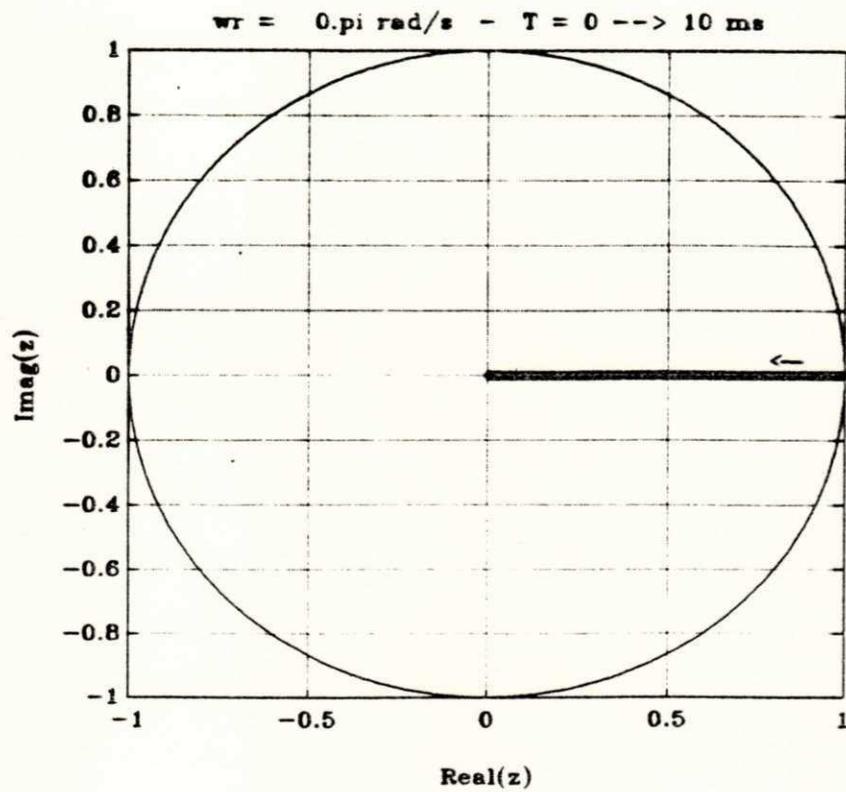


Fig. 2.11 - Autovalores da Matriz F - (Modelo Discreto Aprimorado). $T = 0 \Rightarrow 10.0 \text{ ms}$. $\omega r = 0.0 \text{ rad/s}$.

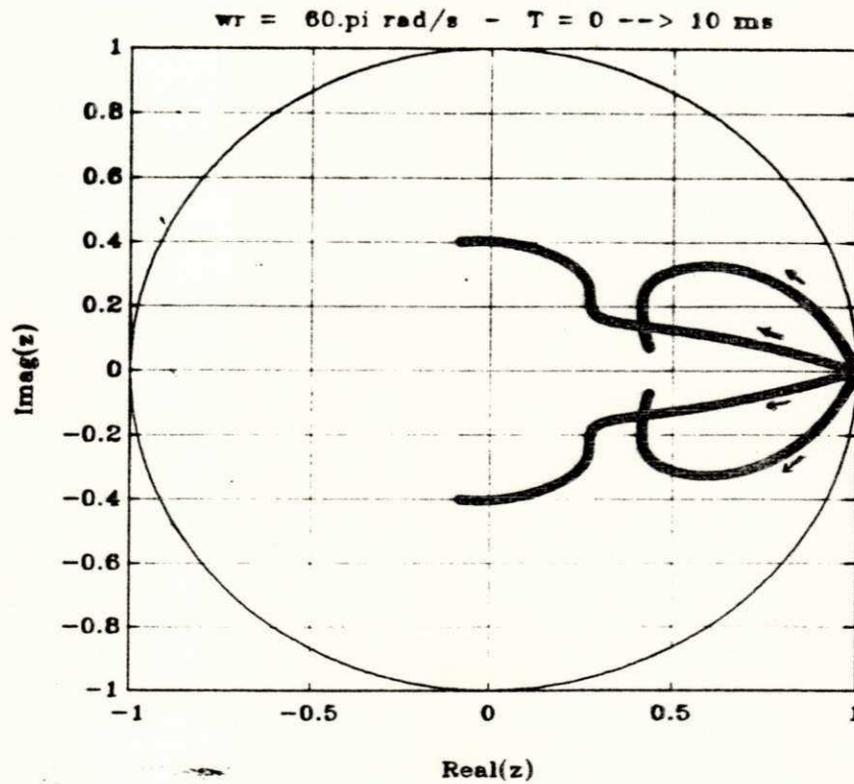


Fig. 2.12 - Autovalores da Matriz F - (Modelo Discreto Aprimorado). $T = 0 \rightarrow 10.0 \text{ ms}$. $\omega_r = 60\pi \text{ rad/s}$.

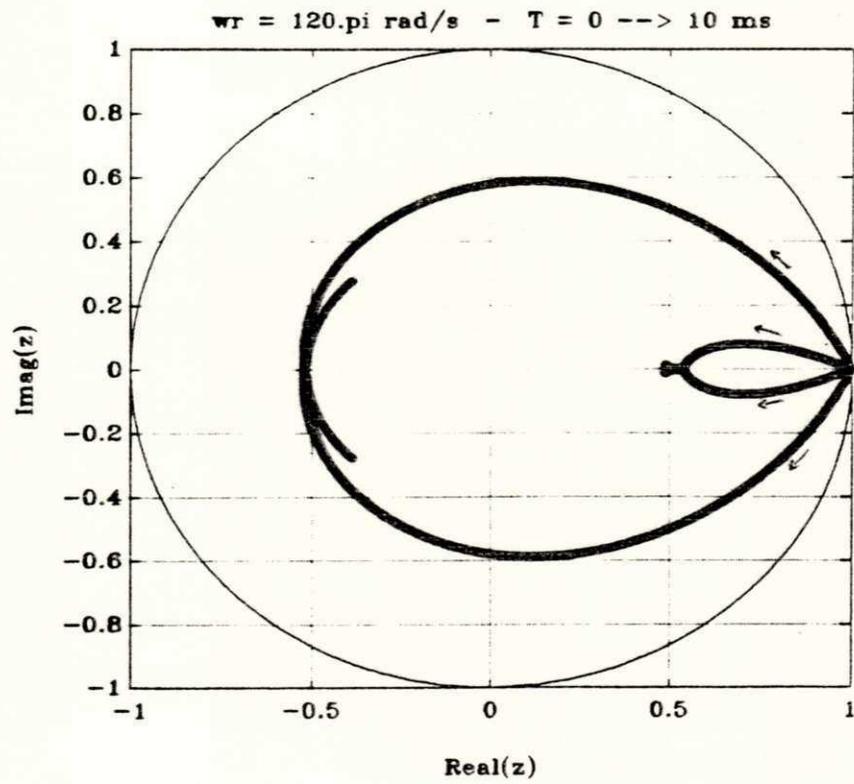


Fig. 2.13 - Autovalores da Matriz F - (Modelo Discreto Aprimorado). $T = 0 \Rightarrow 10.0 \text{ ms}$. $\omega_r = 120\pi \text{ rad/s}$.

$$\det[zI - F] = 0$$

(2.61)

As figuras 2.8, 2.9 e 2.10 mostram a evolução da equação (2.60) para uma variação do período de amostragem de zero a 10.0 ms, nas velocidades de operação de zero, $60.\pi$ rad/s e $120.\pi$ rad/s respectivamente. O limite de estabilidade numérica acontece quando T é igual a 8.3 ms para ω_r igual a $60.\pi$ rad/s e quando T é igual a 4.2 ms na velocidade de $120.\pi$ rad/s. O modelo discreto simplificado é instável para períodos de amostragem acima deste limite.

As figuras 2.11, 2.12 e 2.13 mostram, para as mesmas condições de variação de T e ω_r , a evolução da equação (2.61) que descreve a estabilidade numérica do modelo discreto aprimorado. Verifica-se que este modelo é numericamente estável em toda a faixa de variação paramétrica estudada.

2.6 - CONCLUSÃO

Após algumas hipóteses simplificatórias iniciais, dois modelos discretos para o sistema motor de indução - inversor de tensão foram desenvolvidos. Uma fórmula fechada para o cálculo da matriz de transição de estados caracteriza os dois modelos.

A escolha do período de amostragem dos modelos igual ao período de chaveamento do inversor possibilitou tomar como entradas de controle as larguras de pulso de comando de braço do inversor. Isto adequa os dois modelos a aplicações em estratégias de comando numérico do sistema.

O estudo do erro de discretização envolvido nos dois modelos permite escolher o período de amostragem de acordo com a precisão desejada. Assim, o modelo discreto simplificado é adequado a aplicações que não exijam precisão rigorosa ou que utilizem períodos de amostragem suficientemente pequenos, enquanto que o modelo discreto aprimorado é aconselhado para aplicações

mais rigorosas em termos de precisão desejada.

O estudo de estabilidade numérica permitiu estabelecer os limites teóricos de validade dos modelos propostos. O modelo discreto simplificado é válido para períodos de amostragem inferiores a 4.2 ms. O modelo discreto aprimorado mostrou-se estável em toda a faixa de variação paramétrica estudada.

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo descreve-se inicialmente a estratégia de controle por tempo de estabelecimento finito - uma amostra a frente - TEFUAF, ("Deadbeat one-sampling-ahead"), que se caracteriza por forçar a variável controlada a seguir a referência a cada período de amostragem, permitindo uma resposta transitória bastante rápida, o que a torna adequada para aplicações em servomecanismos (rastreamento).

Acionamentos de motor de indução de elevado desempenho podem ser implementados se a corrente estatórica é controlada com precisão. Neste sentido, a técnica de controle TEFUAF é adaptada ao modelo discreto do motor de indução desenvolvido no capítulo II visando um controle acurado do vetor de correntes estatóricas.

A seguir é feito um estudo de estabilidade do controlador "deadbeat" de corrente estatórica através da técnica de lugar de raízes no plano complexo Z visando analisar o comportamento do mesmo frente a variações paramétricas.

3.2 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE "DEADBEAT"

A origem da estratégia de controle TEFUAF ("Deadbeat one-sampling-ahead") não é clara. Uma descrição detalhada do método generalizado para sistemas lineares determinísticos é dada por Goodwin [25]. Ichikawa [26] fornece uma explanação bastante didática desta estratégia aplicada a sistemas lineares invariantes no tempo. A estratégia de controle TEFUAF caracteriza-se por forçar a variável controlada a ser igual à referência desejada a cada período de amostragem. A seguir é dada a formulação da técnica de controle TEFUAF para sistemas

lineares discretos e invariantes no tempo modelados na forma de equação de estado, nos quais estão presentes apenas amostras atuais das entradas. Impõe-se ainda que o número de variáveis de entrada seja igual ao número de variáveis controladas, de modo a que a matriz de entradas seja inversível. Dado o sistema linear discreto e invariante no tempo, cujo diagrama de blocos está mostrado na figura 3.1a, a sua equação de estado é:

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}(k) + \mathbf{G} \cdot \mathbf{U}(k) \quad (3.1)$$

ou, em termos de transformada Z:

$$z \cdot \mathbf{X}(z) = \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}(z) + \mathbf{G} \cdot \mathbf{U}(z) \quad (3.2)$$

Tomando o modelo de referência que simula o sistema descrito pela equação (3.1) tem-se:

$$\mathbf{X}(k+1) = \hat{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{X}(k) + \hat{\mathbf{G}} \cdot \mathbf{U}(k) \quad (3.3)$$

onde o símbolo "^" sobre uma letra indica um valor avaliado da grandeza representada por esta letra. Assim, F representa a matriz de transição real do sistema a ser controlado e $\hat{\mathbf{F}}$ é um valor avaliado da mesma a ser utilizado no sistema de controle. Quanto mais próxima estiver $\hat{\mathbf{F}}$ de F, melhor sintonizado estará o controlador.

Substituindo $\mathbf{X}(k+1)$ pelo valor de referência desejado para o instante $(k+1)T$, $\mathbf{X}^*(k+1)$, e resolvendo para $\mathbf{U}(k)$ obtem-se a lei de controle TEFUAF:

$$\mathbf{U}(k) = \hat{\mathbf{G}}^{-1}(\mathbf{X}^*(k+1) - \hat{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{X}(k)) \quad (3.4)$$

ou, no domínio Z,

$$\mathbf{U}(z) = \hat{\mathbf{G}}^{-1}(z \cdot \mathbf{X}^*(z) - \hat{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{X}(z)) \quad (3.5)$$

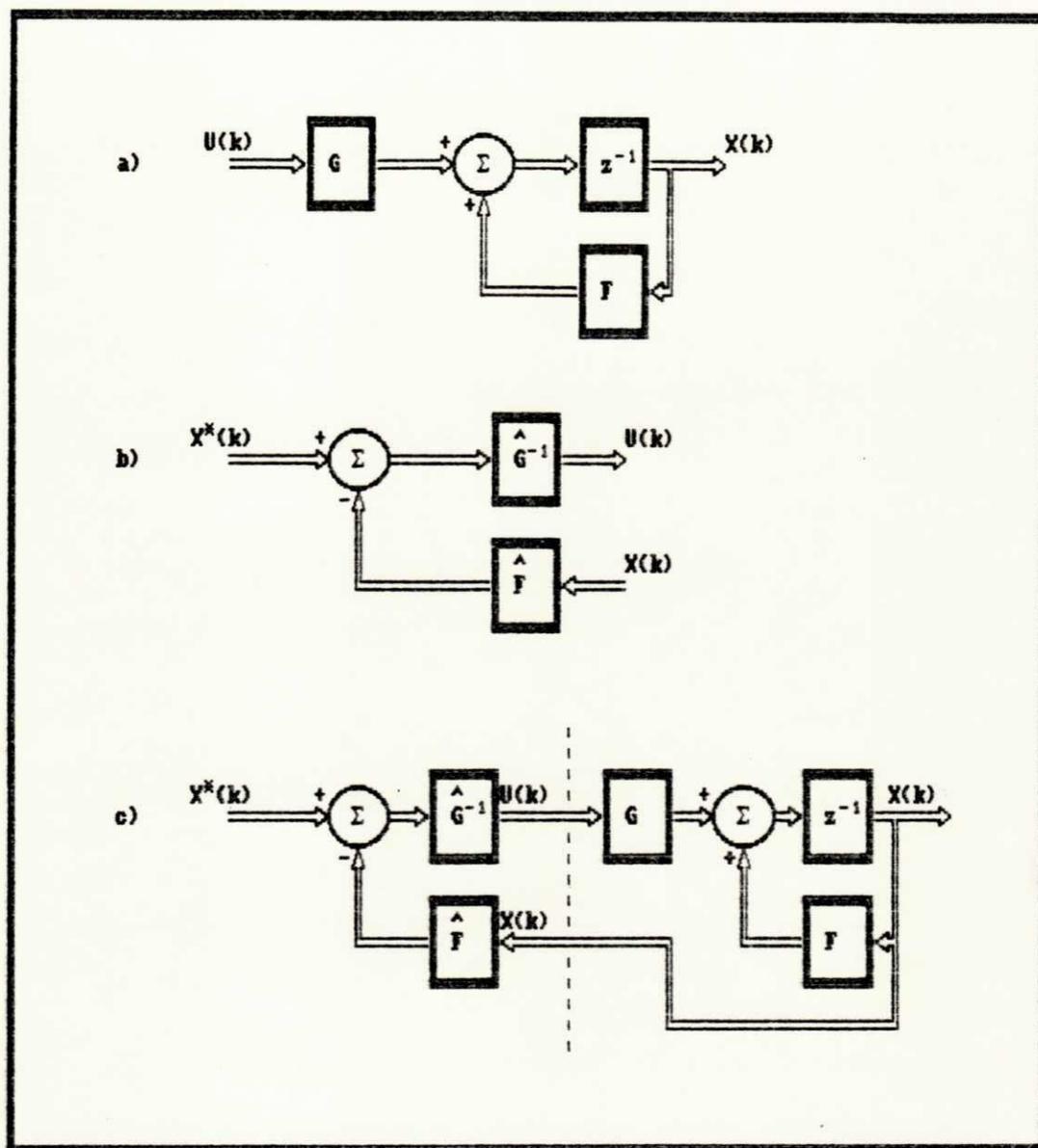


Fig. 3.1 - Diagrama de blocos de Sistema com Controlador TEFUAF.
 a) Sistema. b) Controlador. c) Sistema + Controlador.

A figura 3.1b mostra o diagrama de blocos do controlador TEFUAF. O diagrama de blocos do sistema de malha fechada utilizando o controlador TEFUAF é mostrado na figura 3.1c.

Obviamente, a formulação descrita acima é válida apenas nos casos em que o número de entradas de controle é igual ao número de variáveis controladas, de modo a que a matriz \hat{G} seja quadrada e possa ser inversível. Observe-se que o controlador pode ser considerado como o inverso do modelo do sistema.

Substituindo a equação (3.4) em (3.1) ou (3.5) em (3.2) obtém-se a expressão de malha fechada do sistema:

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}(k) + \mathbf{G} \cdot \hat{\mathbf{G}}^{-1} (\mathbf{X}^*(k+1) - \hat{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{X}(k)) \quad (3.6)$$

ou, no domínio Z,

$$z \cdot \mathbf{X}(z) = \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}(z) + \mathbf{G} \cdot \hat{\mathbf{G}}^{-1} (z \cdot \mathbf{X}^*(z) - \hat{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{X}(z)) \quad (3.7)$$

Verifica-se que, quando os parâmetros do sistema são conhecidos completamente ($\hat{\mathbf{F}} = \mathbf{F}$ e $\hat{\mathbf{G}} = \mathbf{G}$), o vetor controlado torna-se igual ao vetor de referência desejado:

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{X}^*(k+1) \quad (3.8)$$

de maneira equivalente,

$$\mathbf{X}(z) = \mathbf{X}^*(z) \quad (3.9)$$

ou seja, se os parâmetros do sistema são conhecidos com exatidão, através da lei de controle Eq.(3.4) consegue-se uma resposta com tempo de atraso nulo e a variável controlada é forçada a seguir a referência a cada período de amostragem. Qualquer desvio na variável controlada devido a perturbações será corrigido em apenas um período de amostragem. Assim, a lei de controle TEFUAF é caracterizada por uma resposta transitória muito rápida a perturbações. Caso os parâmetros do sistema não sejam conhecidos

com precisão suficiente, a resposta não mais será instantânea e existirá um certo erro em módulo e fase entre a referência e a variável controlada. Existirá um erro de regime permanente pela mesma razão.

Potenciais dificuldades na implementação da estratégia de controle TEFUAF são os valores extremamente altos de entrada de controle que podem ser requeridos para forçar a variável controlada ao valor de referência desejado em apenas um período de amostragem, além de ressonâncias que podem ser excitadas em sistemas pouco amortecidos (ver Goodwin [25]).

Da maneira como foi formulada acima, a lei de controle TEFUAF pode ser caracterizada como uma estratégia de controle por realimentação de estados. Assim, na sua implementação deve ser prevista a utilização de algum método de estimação, caso alguns estados sejam inaccessíveis.

3.3 - CONTROLE DAS CORRENTES ESTATÓRICAS

O controle acurado do vetor de corrente estatórica do motor de indução é de fundamental importância na implementação de acionamentos de elevado desempenho. Isto é devido a que o controle de velocidade em cascata tem melhores condições de ser efetuado se a corrente estatórica é comandada com suficiente rapidez, de maneira a ter influência dinâmica de alta qualidade sobre o conjugado desenvolvido pelo motor. As estratégias de controle pela técnica de campo orientado, por exemplo, são baseadas nesta premissa e o controle do vetor de corrente estatórica é peça fundamental utilizada na sua implementação. Neste contexto, o método de controle TEFUAF descrito na seção precedente, caracterizado por um rastreamento acurado da referência e por uma rápida resposta transitória, adequa-se para a implementação de um esquema de comando do vetor de corrente estatórica que atenda aos requisitos mencionados acima.

Tomando um modelo discreto de referência que

descreva satisfatoriamente a dinâmica das correntes estatóricas do motor de indução (eq. (2.50a)) tem-se:

$$I_s(k+1) = \hat{F}_{ii}.I_s(k) + \hat{F}_{if}.Fr(k) + \hat{G}_{ip}.P(k) \quad (3.10)$$

onde o símbolo " $\hat{}$ " denota as matrizes calculadas através de parâmetros adquiridos do motor de indução (R_s , R_r , L_s , L_r , M_{sr} e W_r). Para a implementação da estratégia de controle TEFUAF da corrente estatórica, a equação (3.10) deve ser uma reprodução a mais fiel possível da equação (2.50a).

Como a matriz \hat{G}_{ip} é diagonal, a sua inversa existe e pode ser facilmente calculada. A partir da equação (3.10), substituindo $I_s(k+1)$ pelo vetor de corrente estatórica desejado, $I_s^*(k+1)$, e resolvendo para o vetor de larguras de pulso $P(k)$ obtém-se, de acordo com a técnica descrita na seção precedente, a lei de controle TEFUAF para as correntes estatóricas:

$$P(k) = \hat{G}_{ip}^{-1}(I_s^*(k+1) - \hat{F}_{ii}.I_s(k) - \hat{F}_{if}.Fr(k)) \quad (3.11)$$

Substituindo a equação (3.11) na equação (2.50a) obtém-se a expressão de malha fechada:

$$I_s(k+1) = \hat{F}_{ii}.I_s(k) + \hat{F}_{if}.Fr(k) + \hat{G}_{ip}.\hat{G}_{ip}^{-1}(I_s^*(k+1) - \hat{F}_{ii}.I_s(k) - \hat{F}_{if}.Fr(k)) \quad (3.12)$$

ou, no plano complexo Z :

$$z.I_s(z) = \hat{F}_{ii}.I_s(z) + \hat{F}_{if}.Fr(z) + \hat{G}_{ip}.\hat{G}_{ip}^{-1}(z.I_s^*(z) - \hat{F}_{ii}.I_s(z) - \hat{F}_{if}.Fr(z)) \quad (3.13)$$

Das equações (3.12) e (3.13) verifica-se que, quando os parâmetros do controlador TEFUAF (eq. (3.11)) são iguais aos do motor (eq. (2.50a)), tem-se:

$$I_s(k+1) = I_s^*(k+1) \quad (3.14)$$

ou,

$$I_s(z) = I_s^*(z) \quad (3.15)$$

ou seja, o controlador força a corrente do motor a seguir a referência a cada período de amostragem, caracterizando uma resposta "deadbeat". Caso os parâmetros do controlador não coincidam com os do motor, a dinâmica da resposta será governada pela posição das raízes da equação característica de malha fechada no plano complexo Z . Neste caso existirá um certo atraso entre a corrente estatórica e a referência e a resposta não será mais "deadbeat".

Através da lei de controle Eq. (3.11), as larguras de pulso de comando de braço do inversor podem ser calculadas diretamente em tempo real a cada instante de amostragem. A lei de controle TEFUAF (eq. (3.11)) é caracterizada por uma resposta transitória rápida. As correções sobre qualquer desvio na corrente são efetuadas a cada instante de amostragem. Assim, por meio da realimentação de estados, uma baixa distorção harmônica é obtida. A literatura descreve diversos tipos de controladores de corrente para o motor de indução. Brod [16] analisa o desempenho dos controladores por histerese, por comparação por rampa e preditivos. Os controladores de corrente tipo "Proporcional - Integral", (PI's), são descritos por Rowan [17]. Os controladores do tipo "preditivo" apresentam menos "ripple" do que os controladores de corrente por histerese para uma mesma frequência de chaveamento (Brod [16]). Os controladores por comparação com rampa e os controladores PI's apresentam algum erro em módulo e fase na sua resposta. Para o controlador "deadbeat" este erro é mínimo, já que a resposta é praticamente instantânea. O método de controle de corrente por banda de histerese permite obter níveis de "ripple" satisfatórios, desde que a frequência de chaveamento do inversor seja suficientemente elevada. Para acionamentos de motor de indução de alta potência as limitações dos dispositivos tornam impraticáveis as altas frequências de chaveamento, devendo as mesmas ficar limitadas a alguns KHz. A lei de controle TEFUAF, que se enquadra na classe dos controladores preditivos, força a

corrente a ser exatamente igual à referência a cada instante de amostragem através da realimentação de estados, permitindo obter menor "ripple" do que através de um controle por histerese que opere à mesma frequência de chaveamento.

Observe-se que as matrizes \hat{F}_{iu} e \hat{F}_{if} utilizadas na formulação da lei de controle Eq. (3.11) são função da velocidade e devem ser atualizadas a cada instante de amostragem. Na formulação acima assumiu-se que o tempo necessário para a computação da lei de controle Eq. (3.11) é desprezível em relação ao período de amostragem. Caso os recursos computacionais não sejam suficientemente potentes para garantir esta condição, deve-se prever a utilização de algum método para pré-calcular fluxos e correntes a partir de valores medidos com antecedência (ver Mayer [27]).

Na seção 3.2 mencionou-se que uma das desvantagens da estratégia de controle TEFUAF é a necessidade de elevados esforços de controle para obrigar a variável comandada a seguir a referência a cada período de amostragem. No caso particular da lei de controle Eq. (3.11), pode-se efetuar a limitação das correntes estatóricas agindo diretamente sobre as larguras de pulso. A máxima largura de pulso admissível é aproximadamente igual ao período de amostragem T (deve-se subtrair o atraso de computação e o tempo de comutação dos dispositivos semicondutores). Como a entrada de controle adotada é o vetor de larguras de pulso, $P(k)$, esta limitação pode ser escrita de maneira equivalente:

$$|P(k)| \leq (\sqrt{3/2}) T \quad (3.16)$$

assim, a limitação de largura de pulso pode ser feita diretamente no referencial (dq).

A lei de controle TEFUAF (eq. (3.11)) necessita de amostras atuais de fluxo rotórico para a sua implementação. Como o fluxo rotórico é uma grandeza de difícil medição, algum método de

estimação do mesmo pode vir a ser necessária para a implementação da estratégia proposta.

A figura 3.2 mostra a simulação computacional da evolução da corrente do motor controlada através da estratégia TEFUAF proposta. O período de amostragem escolhido é $T = 0.555$ ms, que corresponde a trinta amostras por período para uma corrente de 60 Hz (frequência de amostragem igual a $30 \times 60 = 1800$ Hz). Este período de amostragem garante um erro de discretização inferior a 0.08% (ver figuras 2.5 e 2.6). Verifica-se um rastreamento satisfatório da corrente de referência. A evolução do vetor de corrente estatórica correspondente é mostrada na figura 3.3. Verifica-se que, embora a frequência de chaveamento seja baixa, o "ripple" permanece em níveis aceitáveis.

3.4 - ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR

Um sistema discreto linear e invariante no tempo é dito estável no sentido ELSL (entrada limitada - saída limitada) se todas as raízes da sua equação característica estiverem localizadas dentro do círculo unitário no plano complexo Z (ver Kuo [22]). Nestas condições garante-se que, desde que a entrada permaneça limitada, a saída não crescerá indefinidamente, permanecendo limitada também.

No caso do controlador TEFUAF proposto, as raízes da equação característica são os autovalores do sistema em malha fechada. A equação característica do sistema em malha fechada descrito pela equação (3.13) é:

$$\det(z.I - (F_{11} - G_{1p} \hat{G}_{1p}^{-1} \hat{F}_{11})) = 0 \quad (3.17)$$

Como o sistema foi linearizado em torno da velocidade de operação, a análise de estabilidade deve ser feita em toda a gama de variação da mesma.

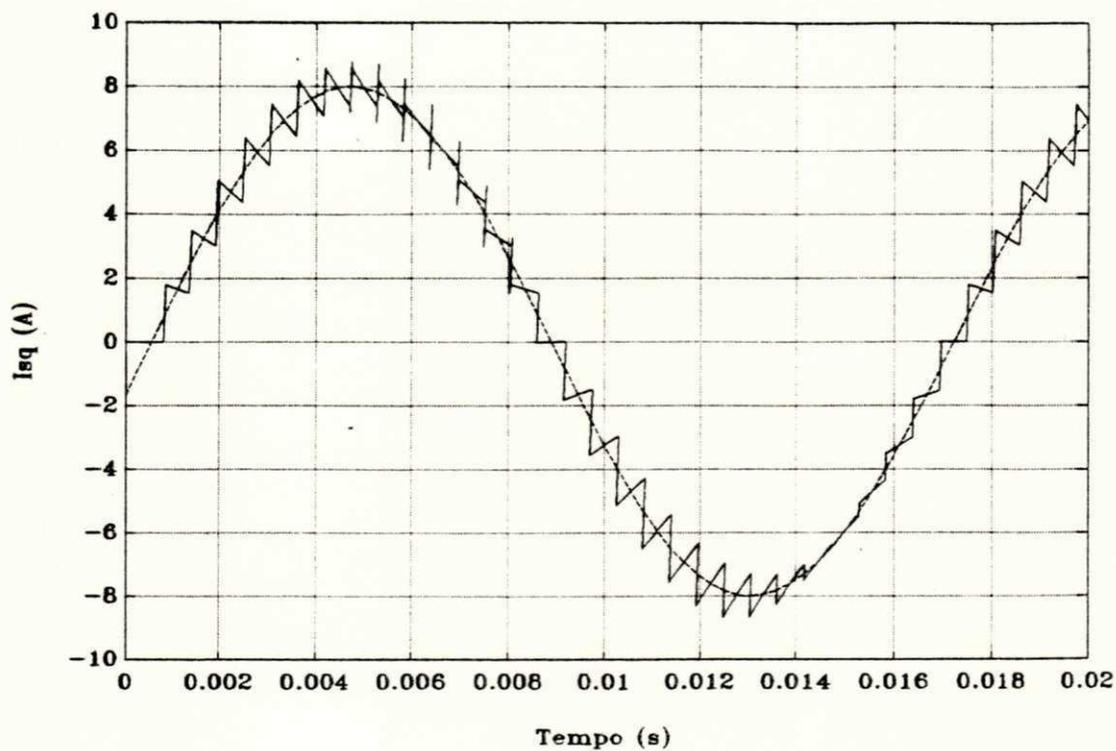


Fig. 3.2 - Corrente controlada através da técnica TEFUAF proposta.

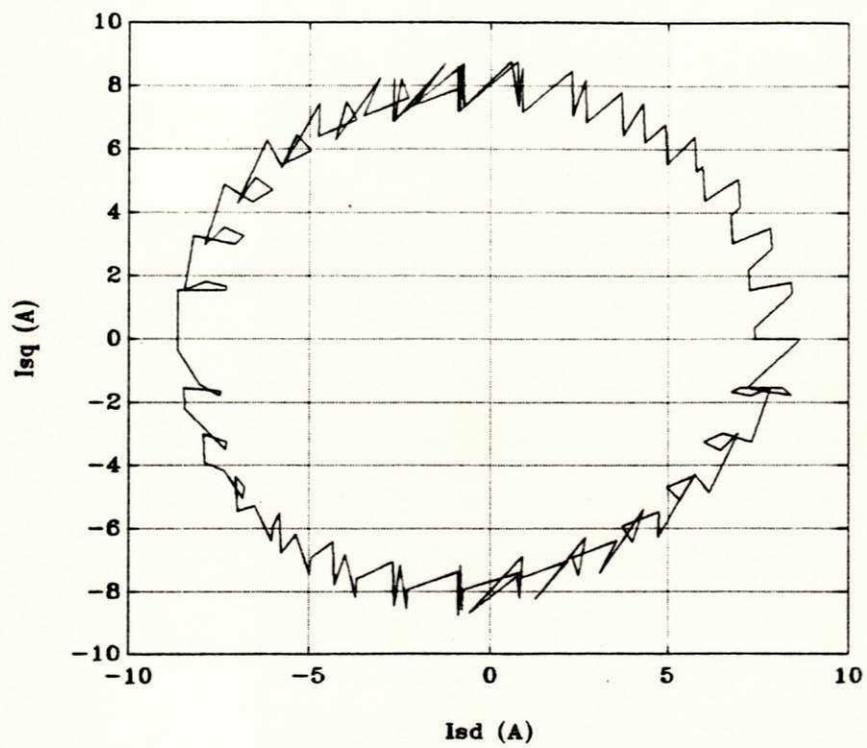


Fig. 3.3 - Evolução do vetor de corrente "deadbeat" controlado.

As figuras 3.4, 3.5 e 3.6 mostram o lugar de raízes definido pela equação (3.17) para uma variação da resistência rotórica de zero a 20Ω , às velocidades de operação de zero, $60.\pi$ rad/s e $120.\pi$ rad/s respectivamente. Verifica-se que o sistema de malha fechada é estável para toda a gama de variação paramétrica estudada. Quando o valor da resistência rotórica utilizado no controlador é igual ao valor da resistência real do motor, os autovalores localizam-se na origem do plano complexo Z e a resposta de malha fechada é alcançada num período de amostragem; caso contrario, existirá um certo erro em módulo e fase entre a corrente do motor e a corrente de referência determinado pela posição das raízes da equação característica (3.17) no plano complexo Z e a resposta não será mais "deadbeat". A variação de resistência rotórica estudada é de quase quinze vezes o valor nominal, quando, na prática, a resistência dificilmente ultrapassará uma vez e meia deste valor, de modo que a estabilidade do controlador relativa a estas variações está satisfatoriamente garantida.

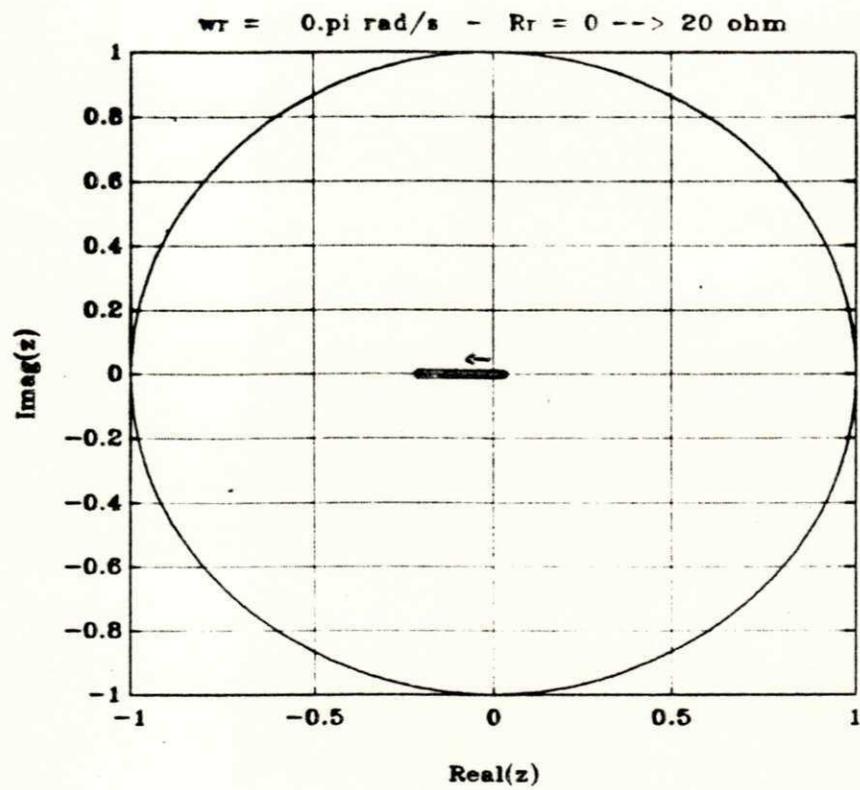


Fig. 3.4 - Lugar de autovalores do sistema em malha fechada.
 $R_r = 0 \Rightarrow 20.0 \Omega$. $\omega_r = 0.0 \text{ rad/s}$.

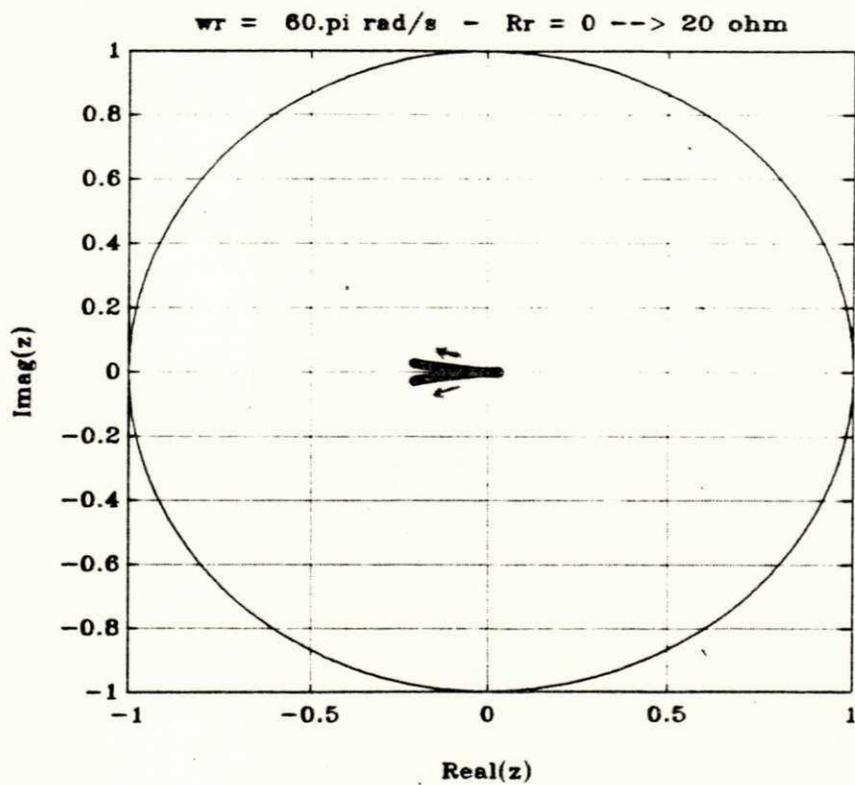


Fig. 3.5 - Lugar de autovalores do sistema em malha fechada.
 $R_r = 0 \Rightarrow 20.0 \Omega$. $\omega_r = 60\pi \text{ rad/s}$.

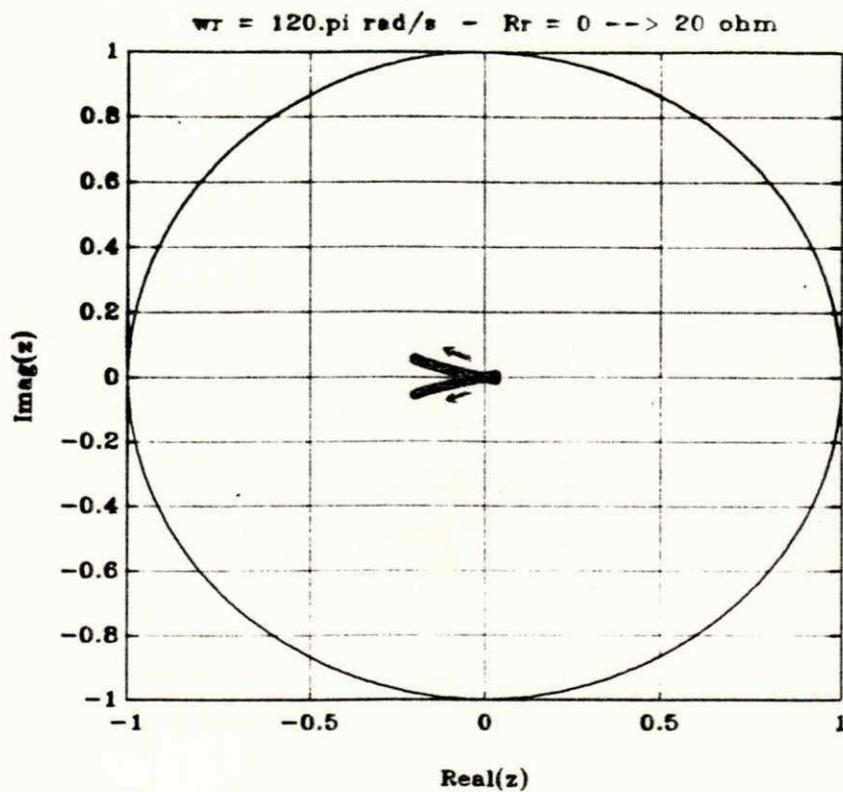


Fig. 3.6 - Lugar de autovalores do sistema em malha fechada.
 $R_r = 0 \rightarrow 20.0 \Omega$. $\omega_r = 120\pi \text{ rad/s}$.

3.5 - CONCLUSÃO

A técnica de controle TEFUAF foi formulada de maneira adaptada para sistemas discretos lineares e invariantes no tempo descritos na forma de equação de estado. Esta técnica caracteriza-se por uma resposta transitória rápida, permitindo a correção de perturbações a cada período de amostragem.

Aplicou-se a técnica TEFUAF no controle do vetor de correntes estatóricas do motor de indução conseguindo-se um rastreamento satisfatório da corrente de referência. O bom desempenho obtido habilita o seu uso em sistemas de acionamento de alta qualidade.

A limitação das correntes pode ser feita atuando diretamente sobre o vetor de larguras de pulso.

Sendo uma técnica que utiliza realimentação de estados, na implementação do controlador TEFUAF de corrente torna-se necessário o uso de alguma técnica de estimação de fluxo rotórico.

Verificou-se que o controlador TEFUAF de corrente é estável para uma gama suficientemente ampla de variação da resistência rotórica do motor.

4.1 - INTRODUÇÃO

Um conhecimento acurado do vetor fluxo rotórico é essencial para realizar a estratégia de controle das correntes estatóricas desenvolvida no capítulo anterior. Neste capítulo o projeto de um observador de fluxo rotórico de ordem reduzida é desenvolvido de modo a poder efetuar a aquisição de fluxo sem necessidade de sensores adicionais. O posicionamento dos pólos do observador é feito de maneira a garantir boa convergência, mesmo frente a variações de resistência rotórica.

4.2 - CALCULADOR DE FLUXO ROTÓRICO

O controlador de corrente estatórica desenvolvido no capítulo III requer para sua implementação um conhecimento preciso do vetor fluxo rotórico.

As técnicas de medição de fluxo existentes na atualidade não são suficientemente confiáveis para a realização de acionamentos de elevado desempenho. A utilização de bobinas instaladas no estator não garante precisão suficiente para aplicações em controle de vetorial. Por outro lado, sensores baseados no efeito "Hall" são caros, volumosos e frágeis; muito sensíveis a vibrações e a variações de temperatura, além de introduzirem harmônicos de ordem elevada, o que exige o uso de filtros de projeto delicado. Sistemas que utilizam sensores de fluxo requerem motores construídos especialmente para incluir os mesmos na estrutura do estator. Isto torna pouco desejável o seu uso, pois em caso de defeito a sua substituição por um motor padrão de reserva seria inviável (ver Leonhard [28]).

Diante destas dificuldades e com a popularização do uso de microprocessadores em aplicações de controle em tempo real,

deu-se ênfase ao uso de técnicas de estimação de estados para a aquisição do fluxo da máquina.

Dado o sistema linear discreto e invariante no tempo descrito pela sua equação de estado:

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}(k) + \mathbf{G} \cdot \mathbf{U}(k) \quad (4.1)$$

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}(k) \quad (4.2)$$

a maneira mais simples e direta de estimar o vetor de estado do sistema consiste na construção de um modelo que descreva a dinâmica da planta (ver figura 4.1):

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1) = \mathbf{F} \cdot \hat{\mathbf{X}}(k) + \mathbf{G} \cdot \mathbf{U}(k) \quad (4.3)$$

$$\hat{\mathbf{Y}}(k) = \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{X}}(k) \quad (4.4)$$

A equação (4.3) pode então ser utilizada para fazer uma simulação em tempo real da evolução do vetor de estados do sistema. O bom desempenho do calculador de estados (eq. (4.3)), também chamado de "estimador em malha aberta" (Franklin [29]) depende da escolha correta da condição inicial ($\hat{\mathbf{X}}(0)$ o mais próximo possível de $\mathbf{X}(0)$). Subtraindo a equação (4.3) da equação (4.1) obtem-se a expressão que descreve a dinâmica do erro de estimação:

$$\mathbf{e}(k+1) = \mathbf{F} \cdot \mathbf{e}(k) \quad (4.5)$$

onde o erro de estimação é definido por:

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{X}(k) - \hat{\mathbf{X}}(k) \quad (4.6)$$

Pela equação (4.5) verifica-se que a dinâmica do erro de estimação é governada pelos autovalores da matriz \mathbf{F} .

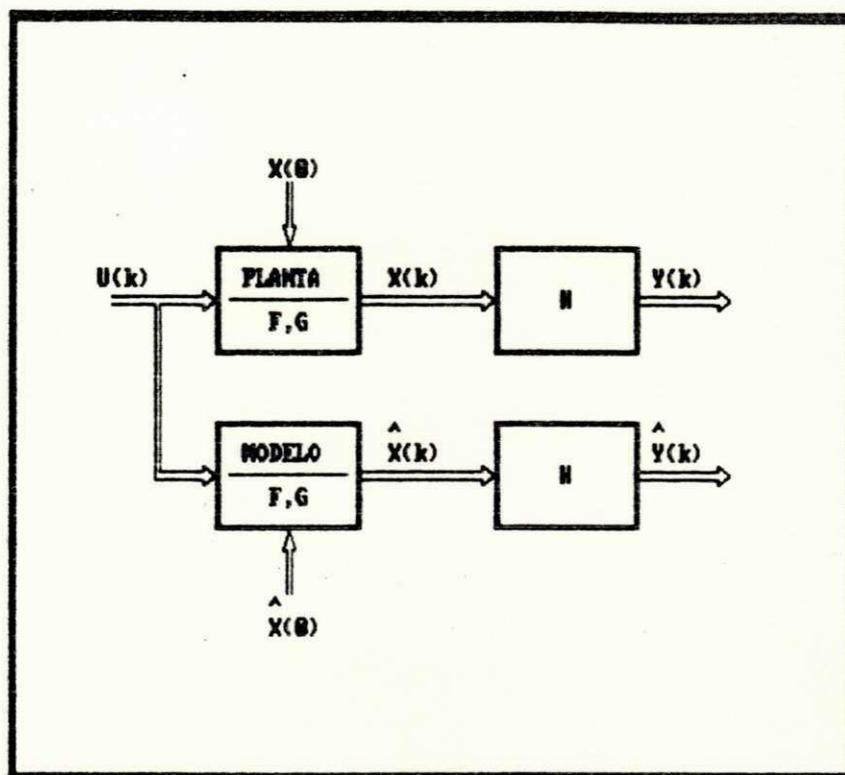


Fig. 4.1 - Estimador de Estados em malha aberta (Simulador em tempo real).

No caso particular da estimação de fluxo rotórico, não é necessário estimar o estado completo do sistema, visto que as correntes estatóricas podem ser medidas facilmente. Diante deste quadro, a literatura descreve dois tipos básicos de calculadores de fluxo: um que utiliza a equação estatórica, chamado calculador "modelo em tensão" e outro que utiliza a equação rotórica, chamado "modelo em corrente" ([30], [31]).

Utilizando o modelo discreto aprimorado do motor de indução desenvolvido no capítulo II obtem-se, a partir da equação rotórica (2.50b), o calculador de fluxo "modelo em corrente":

$$\hat{F}_r(k+1) = F_{ff}.I_s(k) + F_{ff}.\hat{F}_r(k) + G_{fp}.P(k) \quad (4.7)$$

subtraindo a equação (4.7) da equação (2.50b) obtem-se a expressão que governa a dinâmica do erro de estimação do calculador de fluxo modelo em corrente:

$$e(k+1) = F_{ff}.e(k) \quad (4.8)$$

onde o erro de estimação é dado por:

$$e(k) = F_r(k) - \hat{F}_r(k) \quad (4.9)$$

Observando a equação (4.8) nota-se que a dinâmica do erro de estimação deste calculador de fluxo é determinada pelos autovalores da matriz F_{ff} .

A figura 4.2 mostra a simulação computacional do calculador de fluxo rotórico modelo em corrente (eq. (4.7)) à velocidade nominal. Verifica-se uma boa concordância entre fluxo real e fluxo calculado.

Na figura 4.3 mostra-se a simulação computacional do calculador de fluxo no caso em que o valor disponível de resistência rotórica é uma vez e meia menor do que a resistência real ($R_r = 1.5\hat{R}_r$). Note-se que o erro entre o fluxo real e o fluxo

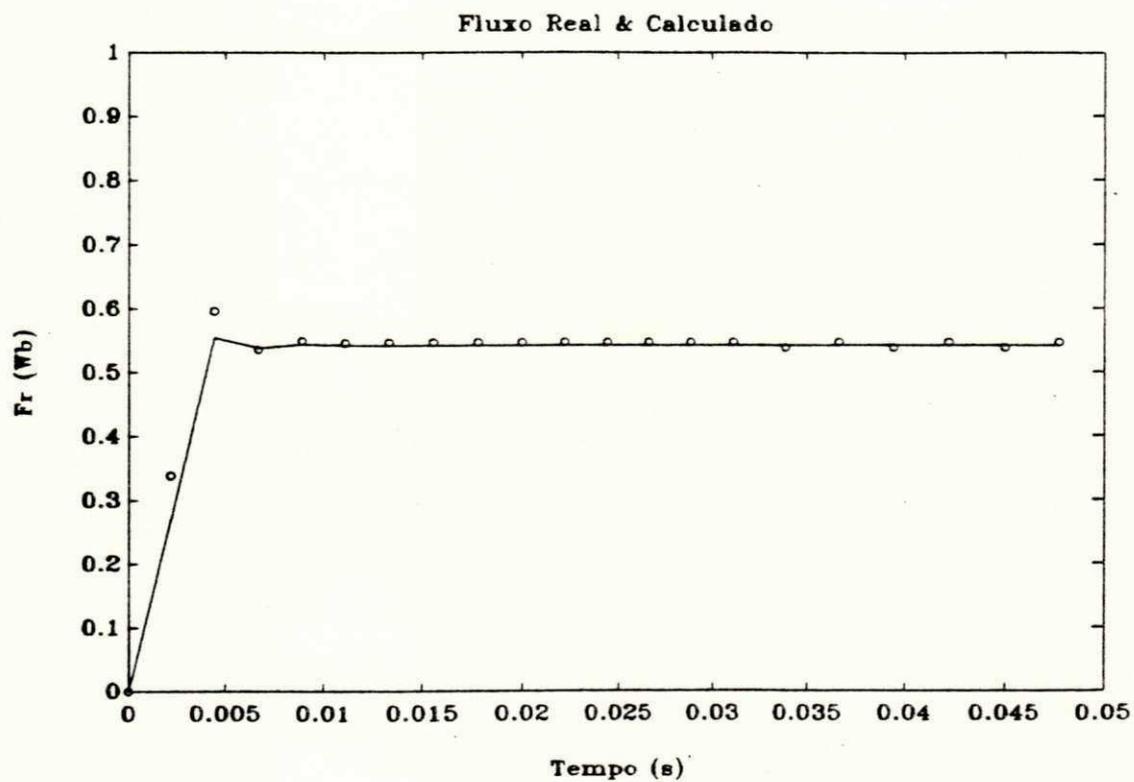


Fig 4.2 - Resposta do Calculador de Fluxo Rotórico.
 $(R_r = \hat{R}_r)$ e $(w_r = \emptyset)$.
 "-" \Rightarrow Fluxo Real, "o" \Rightarrow Fluxo calculado.

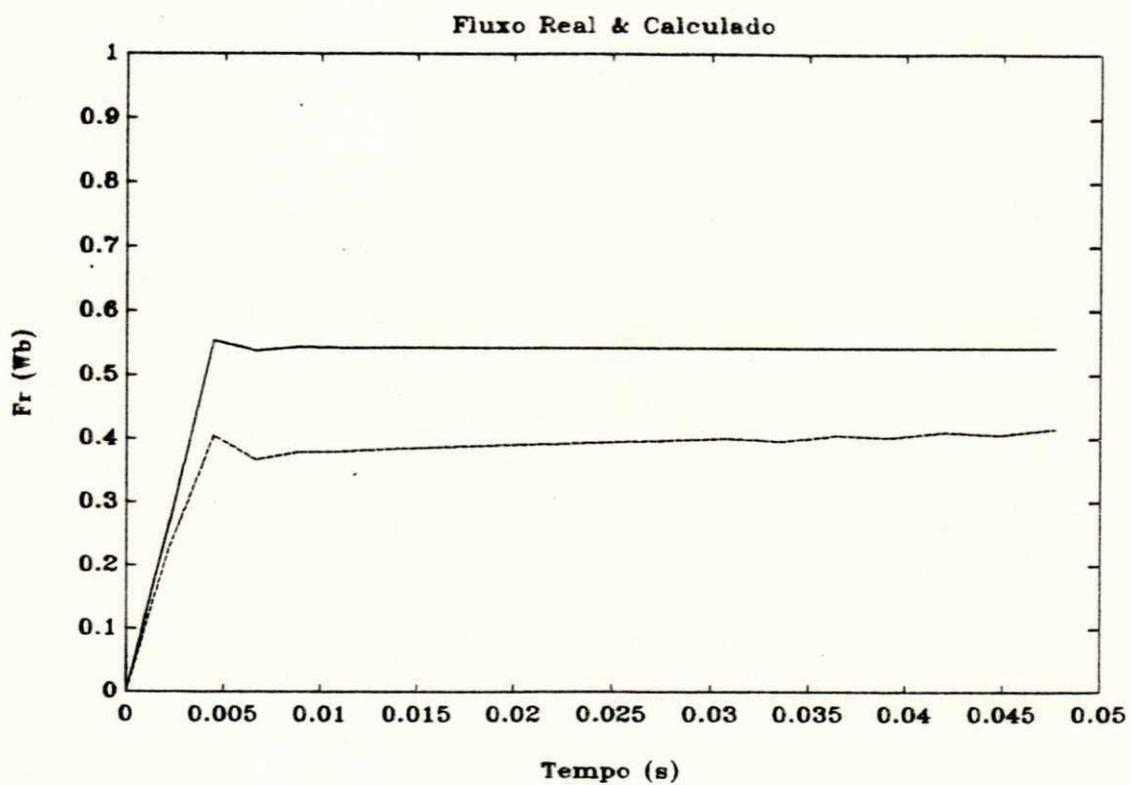


Fig. 4.3 - Resposta do Calculador de Fluxo Rotórico.
 $(R_r = 1.5\hat{R}_r)$ e $(w_r = \emptyset)$.
 "___" \Rightarrow Fluxo Real. "---" \Rightarrow Fluxo Calculado.

calculado é bastante elevado, o que torna impraticável a aplicação deste computador em acionamentos de elevado desempenho.

4.3 - OBSERVADOR DE FLUXO ROTÓRICO

Na seção precedente verificou-se que o erro do computador de fluxo rotórico assume valores inaceitáveis se não se tem um conhecimento acurado dos parâmetros do sistema e da condição inicial. Para contornar estes problemas pode-se utilizar um observador de fluxo rotórico.

Um observador, também chamado de "estimador em malha fechada" (Franklin [29]), utiliza o erro entre a saída medida e a saída estimada para corrigir a simulação (ver figura 4.4). Assim, a formulação geral para um observador de estados é:

$$\hat{X}(k+1) = F.\hat{X}(k) + G.U(k) + K.(Y(k) - H.\hat{X}(k)) \quad (4.10)$$

onde K é a matriz de ganhos do observador. Subtraindo a equação (4.10) da equação (4.1) obtém-se:

$$e(k+1) = (F - K.H)e(k) \quad (4.11)$$

Observando esta equação nota-se que a dinâmica do erro de estimação pode ser influenciada diretamente pela escolha da matriz de ganhos K . Assim, a matriz K pode ser escolhida de maneira a que o observador assuma a equação característica:

$$\det[z.I - F + K.H] = \text{pol}(z) \quad (4.12)$$

onde $\text{pol}(z)$ é o polinômio em z cujo lugar de raízes é escolhido de maneira a garantir uma determinada resposta dinâmica que se deseje para o observador.

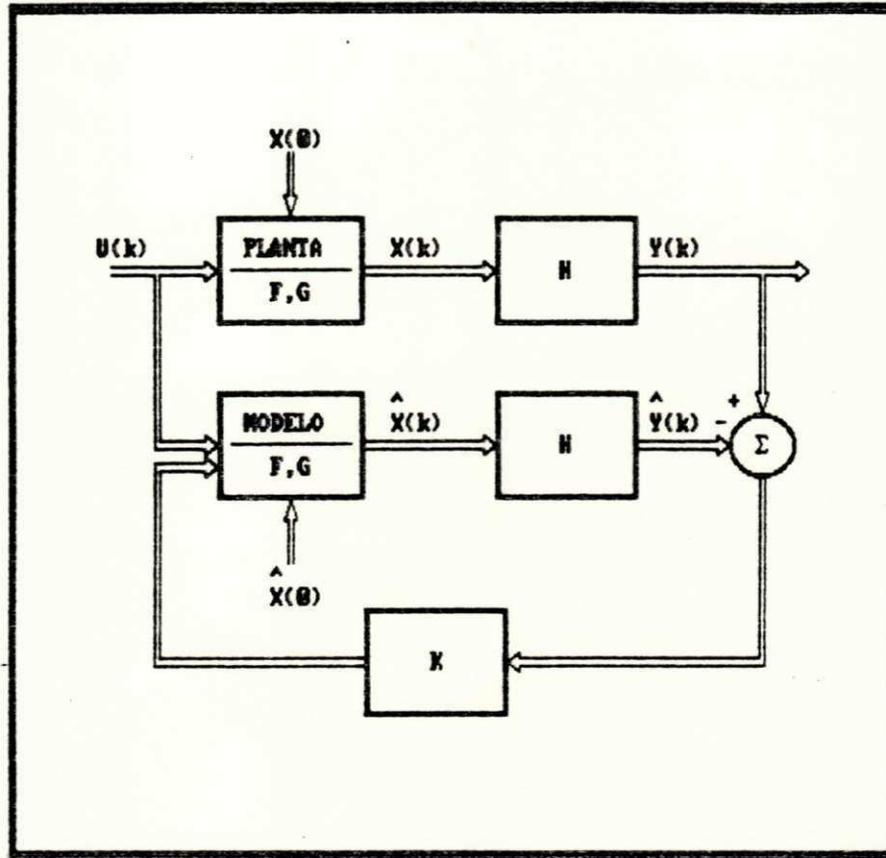


Fig. 4.4 - Estimador de Estados em malha fechada (Observador).

Como a dinâmica do erro de estimação é determinada pelos autovalores da matriz $(F - K.H)$, se a matriz K é escolhida de modo a que $(F - K.H)$ caracterize um sistema estável e mais rápido que o sistema a ser observado (cuja dinâmica é determinada pelos autovalores da matriz F), então o erro de estimação convergirá a zero para qualquer valor de condição inicial. Caso as matrizes F e G utilizadas no observador não sejam exatamente iguais aos valores correspondentes no sistema real, a dinâmica do observador não mais será dada pela equação (4.11), mas a matriz K pode ser escolhida de maneira a que o sistema seja estável e o erro de estimação assuma valores aceitáveis.

Como foi dito anteriormente, as correntes estatóricas podem ser medidas com facilidade, de maneira que não é necessário observar o estado completo da máquina. Assim, pode-se utilizar um observador de ordem reduzida (Franklin [29]) para estimar o fluxo rotórico. Este pode ser construído a partir da equação rotórica (2.50b) do modelo discreto aprimorado desenvolvido no capítulo II. Diversas grandezas podem ser escolhidas para gerar o sinal de erro a ser utilizado no processo de realimentação corretiva do observador. Hori [31] apresenta a formulação de vários observadores de fluxo que utilizam a tensão estatórica, a corrente estatórica e a sua derivada para construir o sinal de erro utilizado na realimentação. No presente trabalho será utilizada a corrente estatórica para gerar o sinal de erro. Assim, utilizando a equação estatórica (2.50a) obtem-se o sinal de erro construído a partir da corrente:

$$I_s(k+1) - \hat{I}_s(k+1) = I_s(k+1) - F_{ii}.I_s(k) + \\ - F_{if}.\hat{F}_r(k) - G_{ip}.P(k) \quad (4.13)$$

Desta maneira, a expressão para o observador de fluxo de ordem reduzida é:

$$\hat{F}_r(k+1) = F_{fi}.I_s(k) + F_{ff}.\hat{F}_r(k) + G_{fp}.P(k) + \\ + K[I_s(k+1) - F_{ii}.I_s(k) - F_{if}.\hat{F}_r(k) - G_{ip}.P(k)] \quad (4.14)$$

onde K é a matriz de ganhos do observador. Observe-se que como o modelo discreto desenvolvido para o motor de indução tem como entrada de controle o vetor de larguras de pulso $P(k)$, o observador de fluxo rotórico de ordem reduzida proposto (eq. (4.14)) não precisa de amostras de tensão estatórica, dispensando o uso do sensor correspondente à medição de tal grandeza.

4.4 - CÁLCULO DA MATRIZ DE GANHOS

Subtraindo a equação (4.14) da equação rotórica (2.50b) e utilizando a equação estatórica para calcular o valor da corrente no instante $(k+1)$ obtem-se a expressão que governa a dinâmica do erro do observador:

$$e(k+1) = (F_{ff} - K.F_{if})e(k) \quad (4.15)$$

Observando a equação (4.15) verifica-se que, pela escolha adequada da matriz de ganhos K pode-se influir diretamente na dinâmica do erro do observador. Tomando a transformada Z da equação (4.15) obtem-se a equação característica do observador:

$$\det[z.I - F_{ff} + K.F_{if}] = \text{pol}(z) \quad (4.16)$$

onde $\text{pol}(z)$ representa o polinômio característico, cujo lugar de raízes é escolhido de modo a garantir uma determinada resposta dinâmica.

Dado o par de pólos complexos conjugados escolhido para garantir a dinâmica desejada:

$$z = a \pm jb \quad (4.17)$$

então, $\text{pol}(z)$ pode ser escrito de maneira conveniente como:

$$\text{pol}(z) = \det[z.I - (a.I + b.J)] \quad (4.18)$$

Comparando as equações (4.18) e (4.16) pode-se explicitar a matriz K , obtendo a expressão que permite posicionar os pólos do observador no local desejado dado na equação (4.17):

$$K = K_1.I + K_2.J = (Fff - (a.I + b.J))Fif^{-1} \quad (4.19)$$

Observe-se que a matriz de ganhos é função da velocidade, devendo ser atualizada a cada período de amostragem.

As figuras 4.5 e 4.6 mostram a evolução dos ganhos do observador em função da velocidade para um posicionamento de pólos na origem e em $z = 0.8777 \pm j0.1084$ respectivamente. Este último valor corresponde a um posicionamento de pólos, descrito a seguir, que permite obter um observador robusto para variações de resistência rotórica.

4.5 - POSICIONAMENTO DE PÓLOS ROBUSTO

O posicionamento dos pólos do observador deve ser efetuado de maneira a que o mesmo apresente um comportamento dinâmico mais rápido que a dinâmica do fluxo real da máquina. Nestas condições o observador é capaz de garantir a convergência do fluxo observado ao valor real independentemente da condição inicial arbitrada. Para um posicionamento adequado dos pólos do observador é necessário portanto estudar o comportamento dinâmico do fluxo real da máquina. A dinâmica do fluxo real é governada pelos autovalores da matriz Fff , que é função da velocidade.

Para um sistema de segunda ordem (tal como a equação rotórica (2.50b)), o estudo dos autovalores no plano complexo contínuo (domínio s) fornece um quadro mais claro e direto das características transitórias do mesmo do que se o estudo fosse efetuado no domínio z . Se os autovalores são complexos e conjugados, então o sistema pode ser caracterizado por um coeficiente de amortecimento, ζ , e uma frequência natural, ω_n .

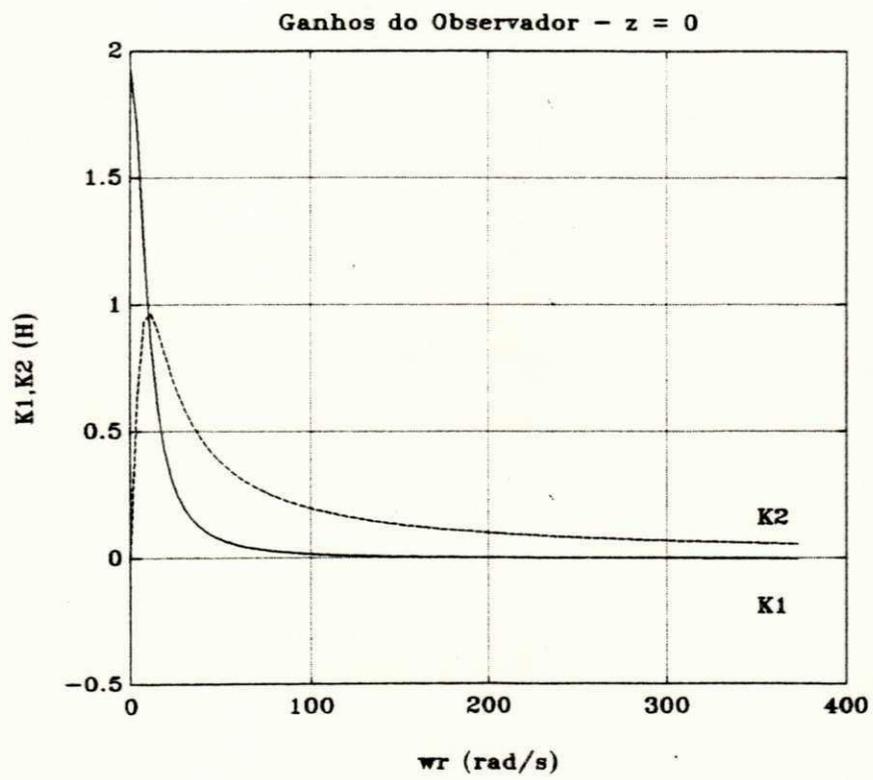


Fig. 4.5 - Evolução dos ganhos do Observador. Pólos em $z = 0$.

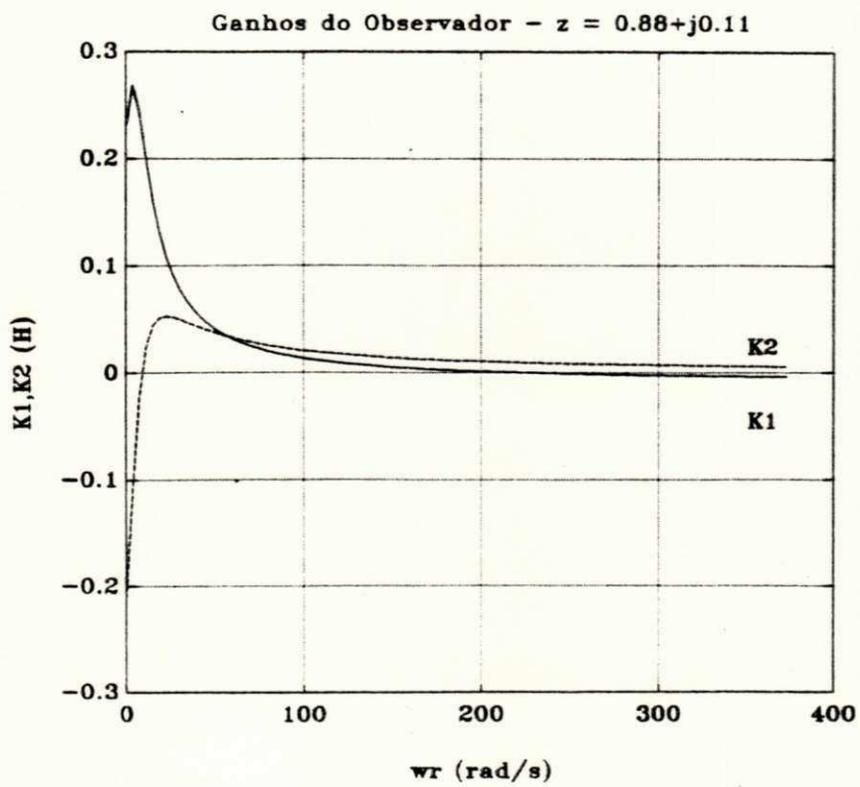


Fig. 4.6 - Evolução dos ganhos do Observador. Pólos em $z = 0.8777 \pm j0.1084$.

Neste caso, os autovalores no plano complexo s são dados por:

$$s = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (4.20)$$

Um estudo do mapeamento entre plano complexo s e plano complexo z definido pelos modelos discretos desenvolvidos no Capítulo II não foi efetuado nesta Dissertação. Para o projeto do observador uma abordagem alternativa baseada na transformada Z exponencial foi adotada. Esta é definida por (Franklin [29]):

$$z = e^{(Ts)} \quad (4.21)$$

Uma característica transitória importante é o tempo de estabelecimento, t_s , definido como o intervalo de tempo necessário para que um sistema atinja o seu valor de regime, dentro de uma faixa de erro arbitrada, quando submetido a uma entrada "degrau unitário". Para uma faixa de erro de 1% o tempo de estabelecimento de um sistema de segunda ordem é dado por (Franklin [29]):

$$t_s = -\ln(0.01)/\zeta\omega_n \quad (4.22)$$

Para o motor de indução em estudo, através do cálculo dos autovalores da matriz F_{ff} e utilizando as expressões (4.20) a (4.22), foram obtidas as curvas de coeficiente de amortecimento e tempo de estabelecimento de fluxo em função da velocidade mostradas nas figuras 4.7 e 4.8 respectivamente. Note-se que o mínimo tempo de estabelecimento de fluxo acontece na máxima velocidade (velocidade síncrona) e é igual a:

$$t_{smin} = 0.4158 \text{ s} \quad (4.23)$$

Para o posicionamento de pólos do observador o coeficiente de amortecimento arbitrado será:

$$\zeta_0 = 1/\sqrt{2} \cong 0.707 \quad (4.24)$$

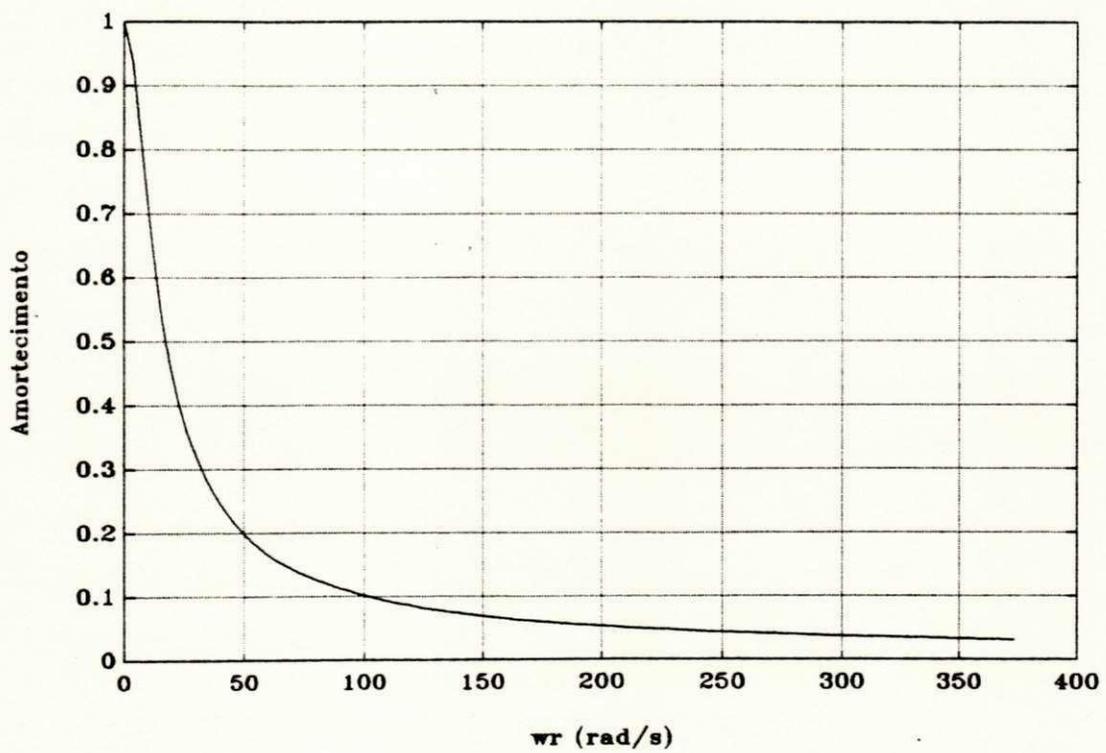


Fig. 4.7 - Evolução do coeficiente de amortecimento do fluxo rotórico em função da velocidade.

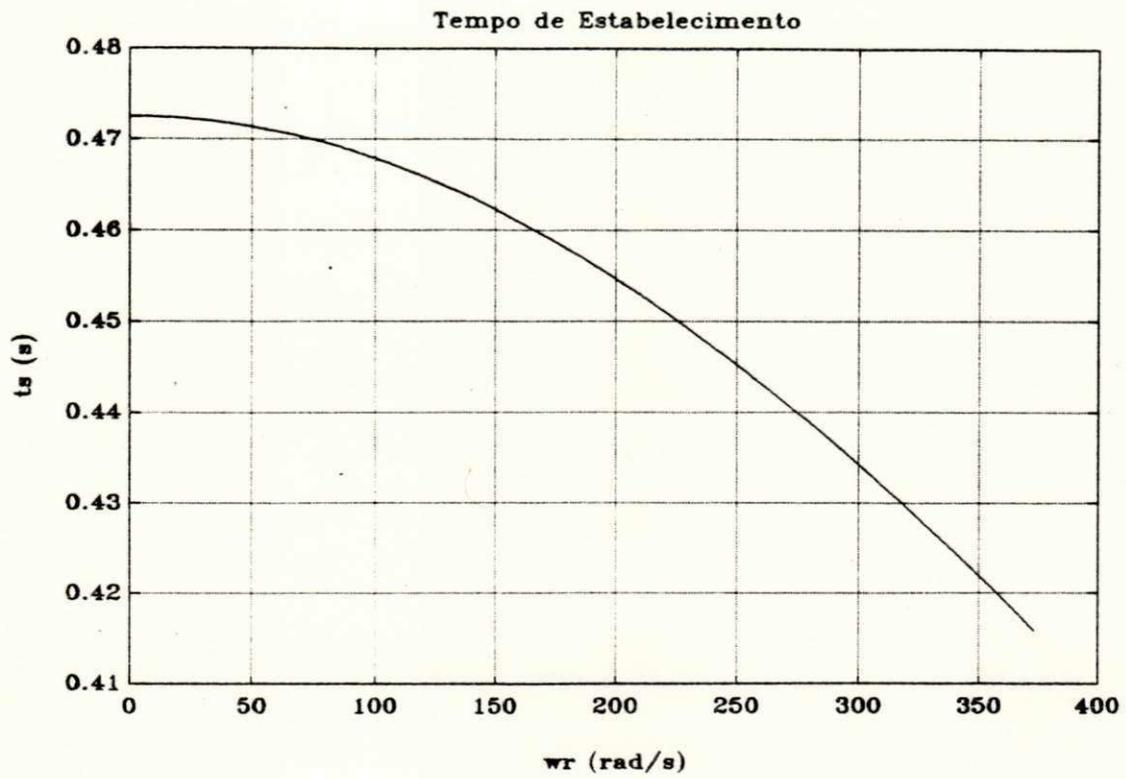


Fig. 4.8 - Evolução do tempo de estabelecimento do fluxo rotórico em função da velocidade.

que corresponde à condição de amortecimento crítico (Watanabe [32]). Nestas condições, o observador apresentará um pico de ultrapassagem percentual de 4.32% para uma resposta ao degrau.

O tempo de estabelecimento do observador deve ser menor do que t_{smin} para garantir uma resposta mais veloz do que a dinâmica do fluxo real da máquina. Evidentemente carece de sentido a escolha de um tempo de estabelecimento inferior do que o período de amostragem para o observador., já que os valores observados serão calculados sucessivamente a cada intervalo T . Assim, a faixa de escolha para o tempo de estabelecimento do observador se estende de T até t_{smin} . Para uma escolha criteriosa do tempo de estabelecimento do observador efetuou-se um estudo de variação paramétrica. A figura 4.9 mostra a evolução do erro percentual de regime permanente no modulo do fluxo rotórico observado em função de t_{smin}/t_{so} para um erro no valor da resistência rotórica disponível tal que $R_r = 1.5\hat{R}_r$ (t_{so} é o tempo de estabelecimento do observador). Verifica-se que o valor mínimo do erro de regime é de 0.4844% e ocorre para $t_{smin}/t_{so} = 20$, que corresponde a:

$$t_{so} = 20.79 \text{ ms} \quad (4.25)$$

este valor corresponde a 37.5 vezes o período de amostragem.

Com os valores escolhidos para o coeficiente de amortecimento e o tempo de estabelecimento do observador (equações (4.24) e (4.25)), utilizando as equações (4.20) a (4.22), os pólos do observador são calculados:

$$z_o = 0.8777 \pm j0.1084 \quad (4.26)$$

A figura 4.10 mostra o lugar de pólos do observador junto com os autovalores da matriz F_{ff} , que governam a dinâmica do fluxo rotórico.

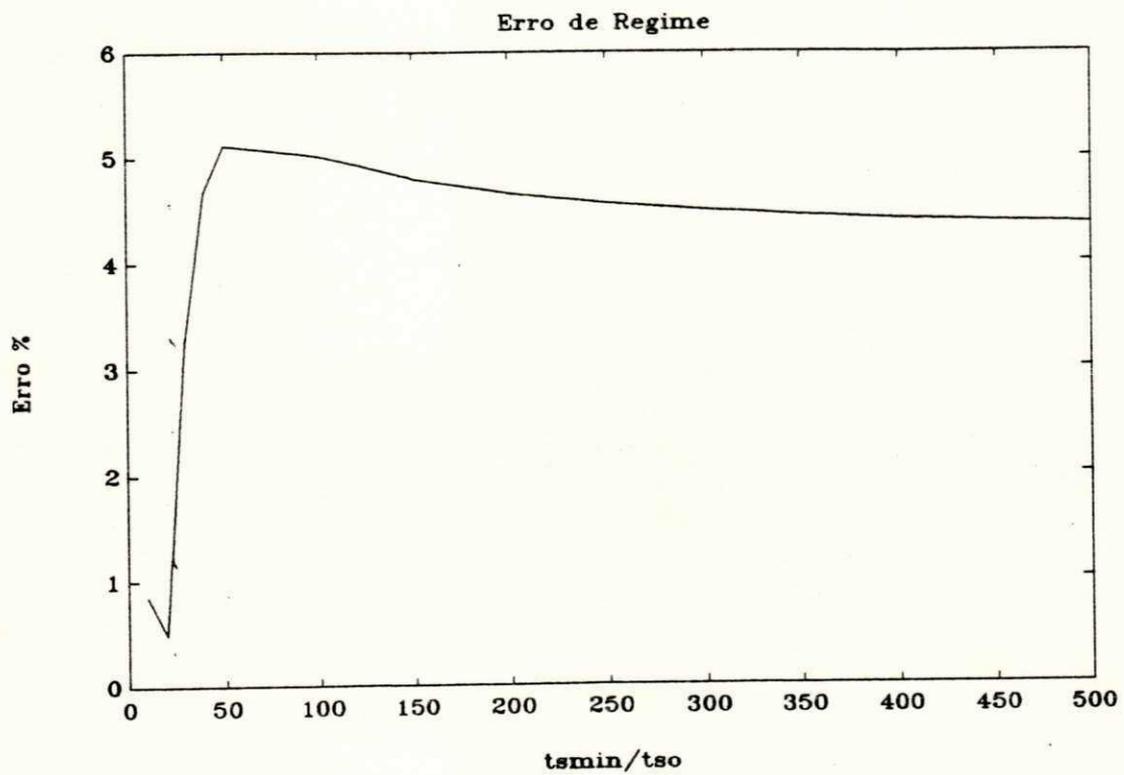


Fig. 4.9 - Erro de Estimação (Regime) em função de t_{\min}/t_{so} .
 ($R_r = 1.5\hat{R}_r$), à velocidade nominal.

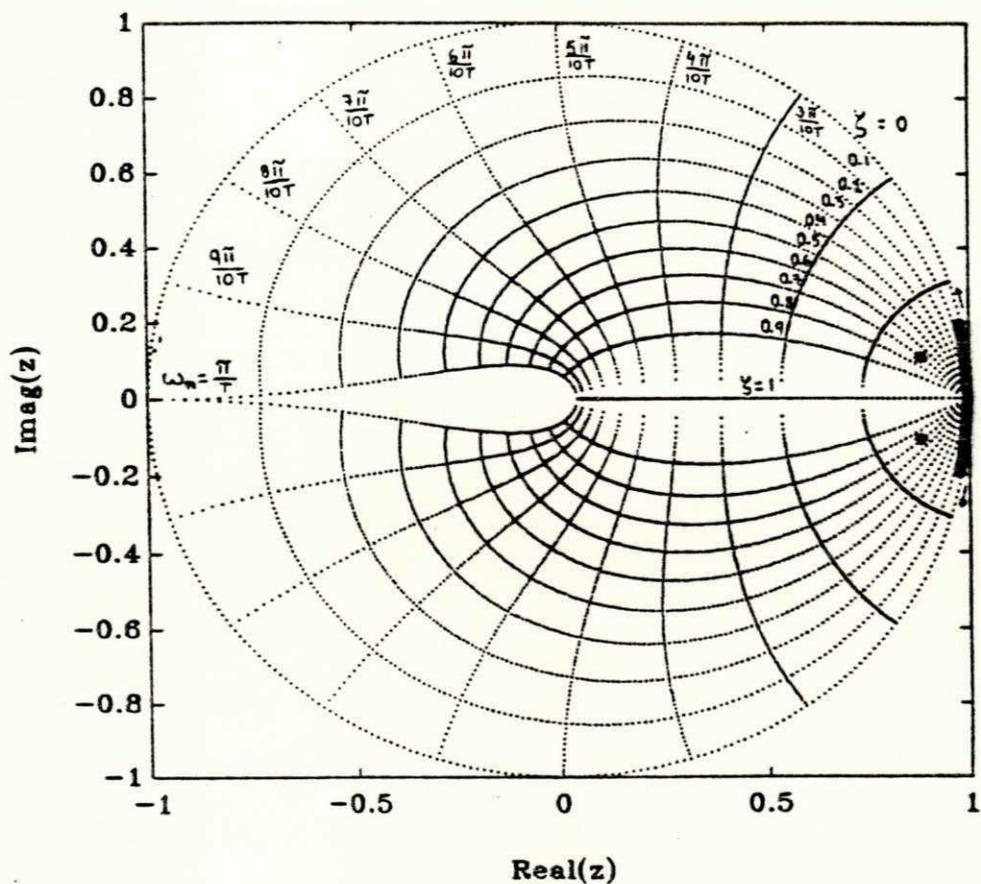


Fig. 4.10 - Lugar de autovalores da matriz Fff em função da velocidade ($\omega_r = 0 \Rightarrow 120\pi$ rad/s) e pólos do observador ("*"): $z_0 = 0.8777 \pm j0.1084$.

4.6 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Para estudar a resposta transitória do observador projetado efetuou-se a simulação computacional do transitório de estabelecimento de fluxo do motor.

A figura 4.11 mostra a simulação computacional da evolução do fluxo rotórico real e observado para $R_r = \hat{R}_r$ e $w_r = 0$. Verifica-se uma rápida convergência do observador, com o erro tendendo a zero em menos de meio período de 60 Hz.

No transitório mostrado na figura 4.12 estudou-se a resposta do observador frente a variações da resistência rotórica. Para isto adotou-se um valor de resistência tal que $R_r = 1.5\hat{R}_r$. Verifica-se que a convergência é um pouco mais lenta do que no caso anterior (aproximadamente dois ciclos de 60 Hz). Durante este período inicial, o fluxo observado não pode ser utilizado para objetivos de controle devido aos valores elevados do erro. Verifica-se que, após a convergência, o erro de estimação é bastante pequeno (inferior a 1%). Isto permite confirmar a robustez do observador.

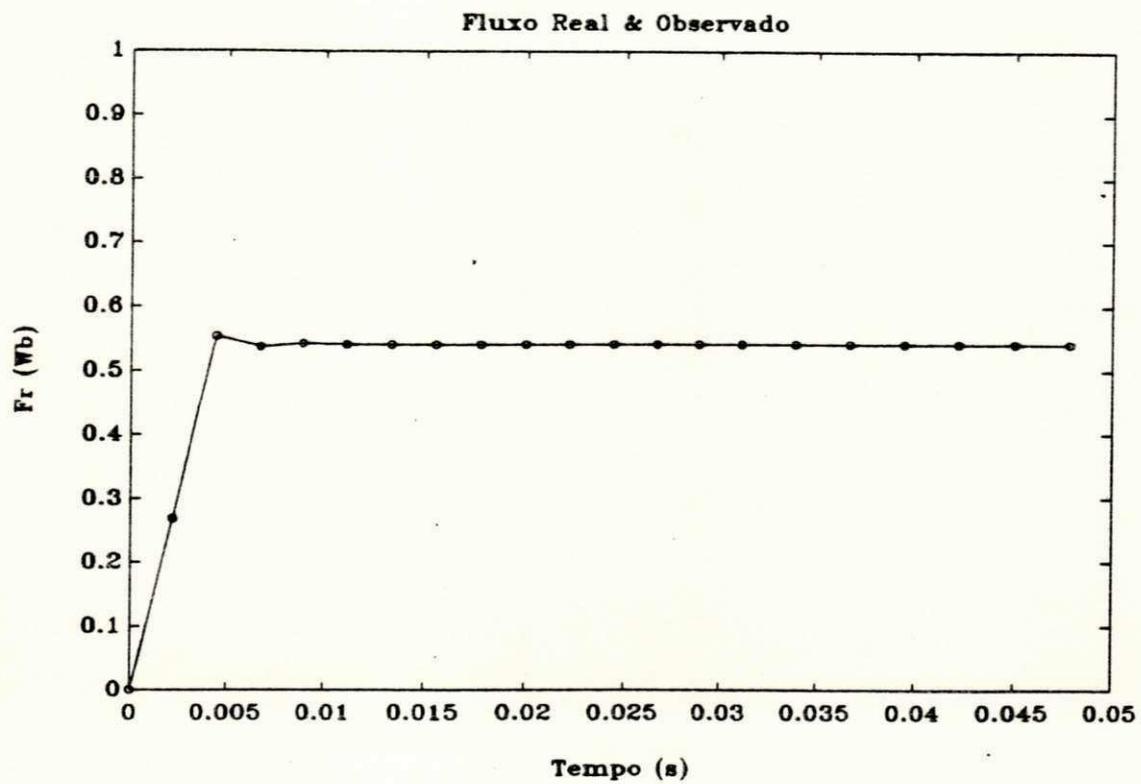


Fig. 4.11 - Resposta do Observador de Fluxo Rotórico.

$(R_r = \hat{R}_r)$ e $(w_r = 0)$.

"—" → Fluxo Real, "o" → Fluxo observado.

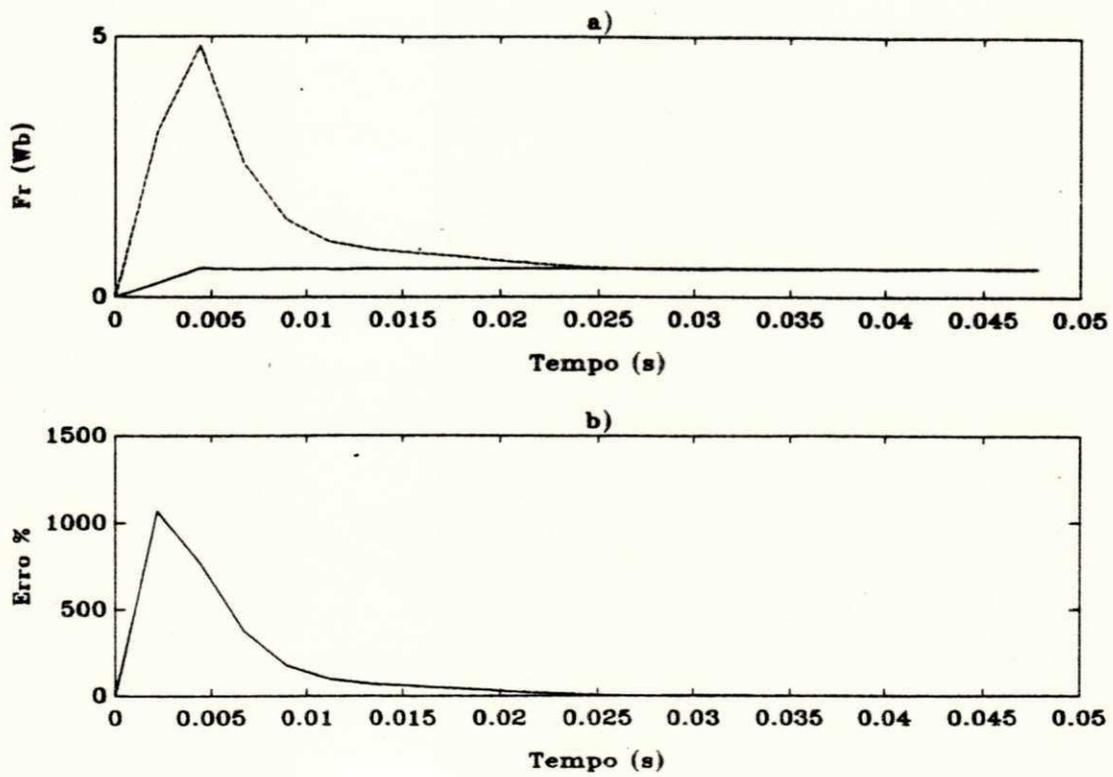


Fig. 4.12 - Resposta do observador de Fluxo Rotórico

($R_r = 1.5\hat{R}_r$) e ($w_r = 0$).

a) Fluxo Real ("___") e Fluxo Observado ("---").

b) Erro de Estimação.

4.5 - CONCLUSÃO

O calculador de fluxo rotórico apresenta convergência muito lenta, além de ser muito sensível a variações na resistência rotórica e à condição inicial. Isto torna impraticável a sua aplicação no controlador de corrente estatórica desenvolvido no capítulo anterior.

O observador de fluxo rotórico projetado neste capítulo permite ultrapassar as dificuldades enfrentadas pelo calculador de fluxo. O uso de correção através da realimentação do erro de estimação possibilita uma rápida redução do erro na condição inicial. O posicionamento adequado dos pólos do observador garante a robustez do observador de fluxo frente a variações de resistência rotórica.

A implementação do observador de fluxo rotórico no domínio discreto utilizando o modelo aprimorado desenvolvido no capítulo II dispensa o uso de sensores de tensão, já que as entradas de controle do sistema são as larguras de pulso de comando do inversor. Isto se traduz em economia e simplicidade de implementação.

CAPÍTULO V - CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO

5.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo um sistema de acionamento para o motor de indução baseado nos modelos discretos desenvolvidos é proposto. A técnica de campo orientado é introduzida de maneira a permitir o controle desacoplado do fluxo e do conjugado da máquina.

Os controladores de fluxo e velocidade são projetados pela técnica TEFUAF. Resultados de simulação computacional mostram o desempenho do sistema de acionamento proposto.

5.2 - CONTROLE DESACOPLADO DO MOTOR DE INDUÇÃO

A simplicidade de construção, a robustez e as necessidades mínimas de manutenção tornam muito atraente o uso do motor de indução em aplicações industriais. Entretanto, o acoplamento existente entre os fluxos rotóricos e estatóricos, além da dinâmica não linear, fazem com que o controle do motor de indução seja mais complexo e delicado do que o controle dos motores de corrente contínua. Este problema pode ser contornado através da técnica de campo orientado proposta por Blaschke em 1973 [33]). Esta técnica permite desacoplar o controle de conjugado do controle de fluxo da máquina, o que possibilita que o comando de velocidade do motor de indução se efetue de maneira semelhante ao comando de motores de corrente contínua e com desempenho equivalente.

Para conseguir o desacoplamento do controle de fluxo e conjugado a técnica de campo orientado requer para sua implementação que as grandezas da máquina sejam expressas num sistema de referência adequado. Este referencial é o vetor fluxo

rotórico, Fr . A transformação de grandezas do referencial estático para o referencial fluxo rotórico é dada por:

$$X(dq) = [T_{s/r}]X(dq)^r \quad (5.1)$$

$$X(dq)^r = [T_{s/r}]^t X(dq) \quad (5.2)$$

onde,

$$[T_{s/r}] = \cos(\theta_f)I + \sin(\theta_f)J \quad (5.3)$$

$$\cos(\theta_f) = Frd/|Fr| \quad (5.4)$$

$$\sin(\theta_f) = Frq/|Fr| \quad (5.5)$$

O expoente "r" denota grandezas no referencial fluxo rotórico, enquanto que a ausência do mesmo representa grandezas no referencial estático. θ_f é o ângulo entre os dois referenciais. Note-se que a transformação dada pela equação (5.3) consiste numa simples rotação espacial do sistema referencial ligado no estator para o referencial orientado segundo o vetor fluxo rotórico. Neste referencial as grandezas AC originais são transformadas em grandezas DC (Leonhard [28]). Como o novo sistema de referência está orientado segundo o vetor fluxo rotórico, a coordenada de eixo direto Frd^r é igual ao vetor Fr^r e a coordenada de eixo de quadratura Frq^r , bem como a sua derivada, é nula:

$$Frd^r = Fr^r \quad (5.6)$$

$$Frq^r = 0 \quad (5.7)$$

$$DFrq^r = 0 \quad (5.8)$$

Neste novo referencial, a equação rotórica (2.1b) pode ser escrita de maneira equivalente em termos de suas novas coordenadas:

$$DFrd^r = R_3.Isd^r + R_4.Frd^r \quad (5.9)$$

$$0 = R_s \cdot I_{sq}^r + (W_r - D\theta) Frd^r \quad (5.10)$$

Da mesma maneira, a equação de conjugado (2.24) transforma-se em:

$$C_e = (pM_{sr}/2L_r) I_{sq}^r \cdot Frd^r \quad (5.11)$$

As equações (5.9) e (5.11) permitem implementar o controle desacoplado de fluxo e conjugado. Analizando a equação (5.9) verifica-se que pode-se controlar o fluxo rotórico agindo através da corrente I_{sd}^r . Desde que o fluxo seja mantido constante o conjugado eletromagnético pode ser imposto de maneira independente através da corrente I_{sq}^r (equação (5.11)). Note-se que esta abordagem é semelhante ao controle do motor de corrente contínua, onde a corrente de campo comanda o fluxo e a corrente de armadura comanda o conjugado desenvolvido pela máquina. Para a implementação do controle desacoplado, o vetor de correntes estáticas deve ser controlado acuradamente.

O controle por campo orientado pode ser direto ou indireto (Bose [19]). O controle por campo orientado indireto utiliza apenas realimentação de velocidade e o ângulo θ necessário para efetuar a transformação (5.3) é obtido indiretamente por integração da equação (5.10) de eixo de quadratura. O controle por campo orientado direto utiliza, além de realimentação de velocidade, realimentação de fluxo, o qual deve ser medido ou estimado. O ângulo θ é obtido diretamente a partir das coordenadas do vetor Fr , através das equações (5.4) e (5.5).

A figura 5.1 mostra o esquema do sistema de acionamento de motor de indução por campo orientado direto proposto neste trabalho. Observe-se que somente a velocidade e o vetor de corrente estática são medidos. O bloco do observador consiste na resolução das equações (4.14) e (4.19). A implementação dos controladores de fluxo e velocidade será descrita nas seções seguintes. A transformação de coordenadas do referencial fluxo rotórico para o referencial estático

(eq. (5.1)) é realizada através das equações (5.4) e (5.5), utilizando as coordenadas do fluxo rotórico observado. O bloco do controlador de corrente estatórica consiste na resolução da equação (3.11).

5.3 - CONTROLADOR DE FLUXO ROTÓRICO

Para implementar o controle desacoplado do motor de indução é necessário manter o fluxo rotórico constante. Visando garantir esta condição, um controlador de fluxo TEFUAF será utilizado. Para tanto, é necessário obter uma equação de diferenças que envolva Fr^r e Is^r , dado que o fluxo deve ser controlado através desta componente de corrente, como foi visto na seção precedente.

Reescrevendo a equação rotórica (2.50b) de modo a que fluxos e correntes sejam expressos no referencial fluxo rotórico obtém-se:

$$[T_{s/r}]Fr^r(k+1) = F_{fi}[T_{s/r}]Is^r(k) + F_{ff}[T_{s/r}]Fr^r(k) + G_{fp}.P(k) \quad (5.12)$$

Lembrando que, no referencial fluxo rotórico tem-se,

$$Fr^r = [|Fr| \ 0]^t \quad (5.13)$$

Multiplicando ambos os lados da equação (5.12) pela matriz de transformação inversa, $[T_{s/r}]^t$ e aproveitando o fato de que o produto da mesma com as matrizes F_{fi} , F_{ff} e G_{fp} é comutativo, visto que todas as matrizes envolvidas são da forma $(x.I + y.J)$, obtém-se:

$$Fr^r(k+1) = F_{fi}.Is^r(k) + F_{ff}.Fr^r(k) + G_{fp}[T_{s/r}]^t.P(k) \quad (5.14)$$

A primeira linha da equação matricial (5.14) é uma

equação de diferenças que envolve amostras de fluxo e corrente, Frd^r e Isd^r . Assim, tomando esta linha, substituindo $Frd^r(k+1)$ pelo valor de referência desejado para o fluxo rotórico, $|Fr|^*$, e explicitando a corrente obtem-se a lei de controle TEFUAF para o fluxo rotórico do motor:

$$Isd^{r*}(k) = [1 \ 0]Ffi^{-1} \left\{ [|Fr|^* \ 0]^t - Fff[\hat{Fr}(k) | 0]^t + \right. \\ \left. - Gfp[T_{\theta/r}]^t P(k) \right\} \quad (5.15)$$

Observe-se que o fluxo rotórico foi substituído pelo correspondente valor observado, uma vez que se supõe que o mesmo não foi medido. A lei de controle (5.15) garante que, desde que o fluxo observado reproduza satisfatoriamente o fluxo real, a cada instante de amostragem o fluxo rotórico da máquina seja forçado a seguir o valor de referência desejado através da imposição da corrente $Isd^{r*}(k)$ ao motor.

Para verificar o desempenho do regulador de fluxo rotórico efetuou-se a simulação computacional do transitório de estabelecimento do fluxo da máquina, como mostra a figura 5.2. A simulação foi efetuada considerando o rotor parado ($w_r = 0$), ($Isq^r = 0$). Entre 50 ms e 150 ms o fluxo de referência é reduzido à metade do valor nominal. Verifica-se um acompanhamento satisfatório da referência por parte do fluxo rotórico da máquina.

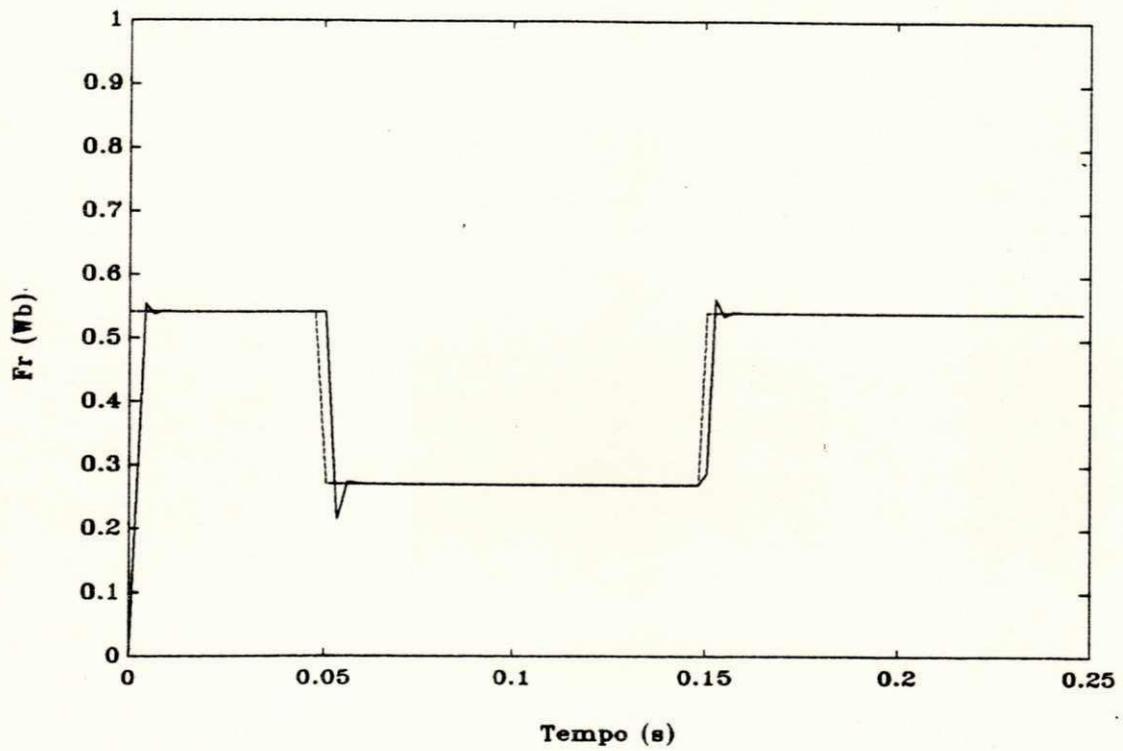


Fig. 5.2 - Resposta do Controlador TEFUAF de Fluxo Rotórico.
 $(w_r = 0)$, $(I_{sq}^r = 0)$.

5.4 - CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Visando um controle acurado do motor de indução, um controlador TEFUAF de velocidade será projetado. As características deste tipo de estratégia de controle, descritas no capítulo III, garantem uma resposta dinâmica rápida para o controlador de velocidade, o que permite implementar acionamentos de elevado desempenho.

Segundo a técnica analisada no capítulo III, o controlador TEFUAF de velocidade é obtido a partir da equação mecânica discretizada (2.25) substituindo a velocidade, $W_r(k+1)$, pela referência desejada, $W_r^*(k+1)$, explicitando, a seguir, o conjugado eletromagnético da máquina:

$$C_e^*(k) = (2J/pT)(W_r^*(k+1) - W_r(k)) + C_L(k) \quad (5.16)$$

Pela lei de controle (5.16), a velocidade seguirá a referência a cada instante de amostragem, desde que se consiga impor o conjugado $C_e^*(k)$ à máquina. Uma dificuldade na implementação do controlador (5.16) reside na necessidade de um conhecimento acurado do conjugado de carga, $C_L(k)$, para poder impor a resposta desejada. Para solucionar este problema, o conjugado de carga será estimado a partir da própria equação mecânica (2.25). Levando em consideração a relativa lentidão dos transitórios mecânicos em relação aos transitórios elétricos, o conjugado de carga estimado no instante kT será aproximado pelo valor do conjugado de carga no instante $(k-1)T$, calculado a partir da equação (2.25):

$$\hat{C}_L(k) \cong C_L(k-1) \quad (5.17)$$

assim,

$$\hat{C}_L(k) = \hat{C}_e(k-1) - (2J/pT)(W_r(k) - W_r(k-1)) \quad (5.18)$$

onde o conjugado eletromagnético estimado é obtido a partir da equação (2.26), utilizando valores de fluxo observado:

$$\hat{C}_e(k-1) = (pM_{sr}/2L_r)(I_{sq}(k-1)\hat{F}_r(k-1) - I_{sd}(k-1)\hat{F}_r(k-1)) \quad (5.19)$$

O conjugado de carga estimado desta maneira está atrasado um período de amostragem em relação ao conjugado de carga real, mas, como T é muito pequeno em relação às constantes de tempo mecânicas, esta diferença é mínima. Assim, o controlador de velocidade pode ser expresso como:

$$C_e^*(k) = \hat{C}_e(k-1) + (2J/pT)(W_r^*(k+1) - 2W_r(k) + W_r(k-1)) \quad (5.20)$$

A corrente de conjugado é então obtida a partir da equação (5.11):

$$I_{sq}^{r*}(k) = (2L_r/pM_{sr}|\hat{F}_r|^*)C_e^*(k) \quad (5.21)$$

A lei de controle (5.16) força a velocidade da máquina a seguir a referência a cada instante de amostragem desde que se consiga impor à máquina a corrente de conjugado dada por (5.21). Para evitar correntes muito elevadas durante os transitórios de velocidade deve-se limitar as variações da velocidade de referência de maneira a que o pico de corrente no ultrapasse os limites de operação da máquina. Adotando uma variação máxima da referência de velocidade de 1.0 rad/s a cada período de amostragem, a corrente de conjugado fica limitada a um pico máximo de aproximadamente 60 A nos transitórios de aceleração e frenagem.

5.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Para verificar o desempenho do sistema de acionamento proposto, diversas simulações computacionais foram efetuadas.

A evolução dinâmica das grandezas mais

significativas para um ciclo de inversão de velocidade com a máquina em vazio é mostrada na figura 5.3. Verifica-se que, nos transitórios de velocidade, o erro entre o fluxo real e o fluxo de referência mantém-se inferior a 5%. Isto não chega a afetar o controle de velocidade. O erro na velocidade controlada é desprezível (inferior a 0.01%).

A figura 5.4 mostra a resposta do sistema à aplicação de carga. Um degrau de conjugado resistente igual a 20 N.m (em linha pontilhada) é aplicado após 400 ms. O erro de fluxo durante o transitório de estabelecimento de velocidade é inferior a 5%. Verifica-se que a velocidade permanece perfeitamente controlada, mesmo no instante de aplicação da carga. O erro na velocidade controlada é desprezível (inferior a 0.01%). Isto é garantido pelo controlador TEFUAF, que força a velocidade a seguir a referência a cada período de amostragem. A estimação do conjugado de carga permite compensar rapidamente os efeitos do mesmo sobre a velocidade do motor.

O ciclo de funcionamento em vazio para baixas velocidades é mostrado na figura 5.5. O erro de fluxo durante os transitórios de velocidade mantém-se inferior a 5%. A velocidade é perfeitamente controlada, apresentando um erro inferior a 0.01%.

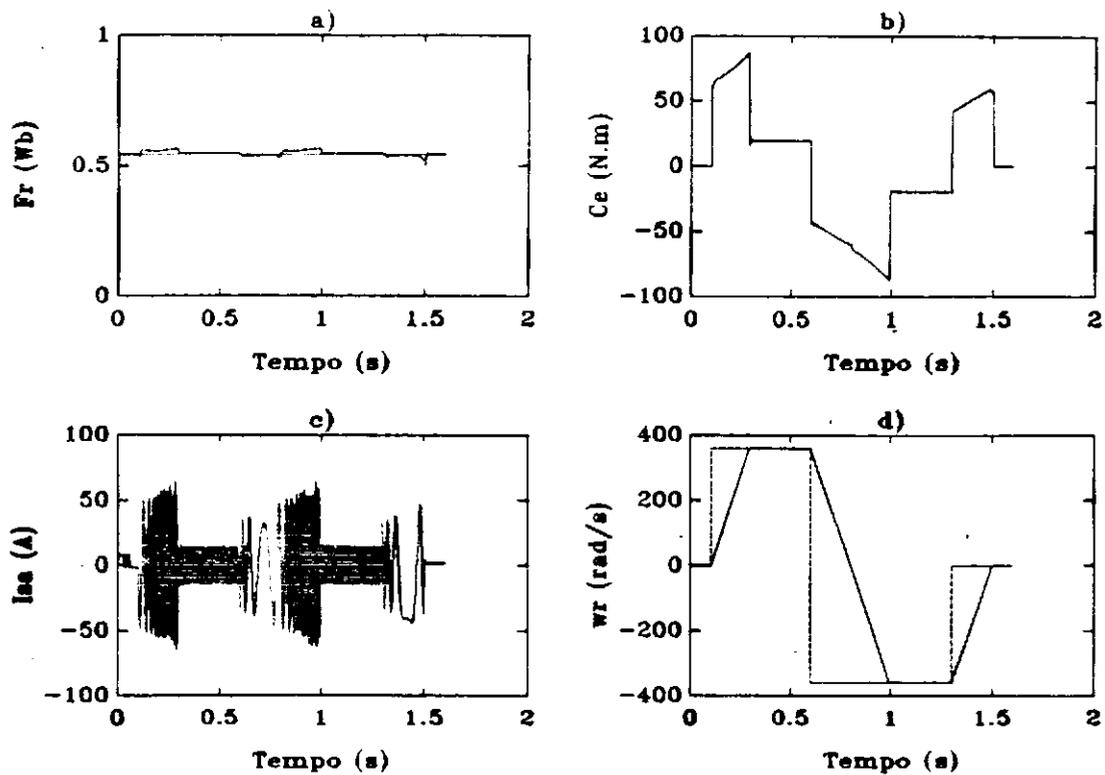


Fig. 5.3 - Ciclo de inversão de Velocidade (Velocidade Nominal).
 a) F_r (Wb), b) C_e (N.m), c) I_{aa} (A), d) w_r (rad/s).
 (Máquina em vazio).

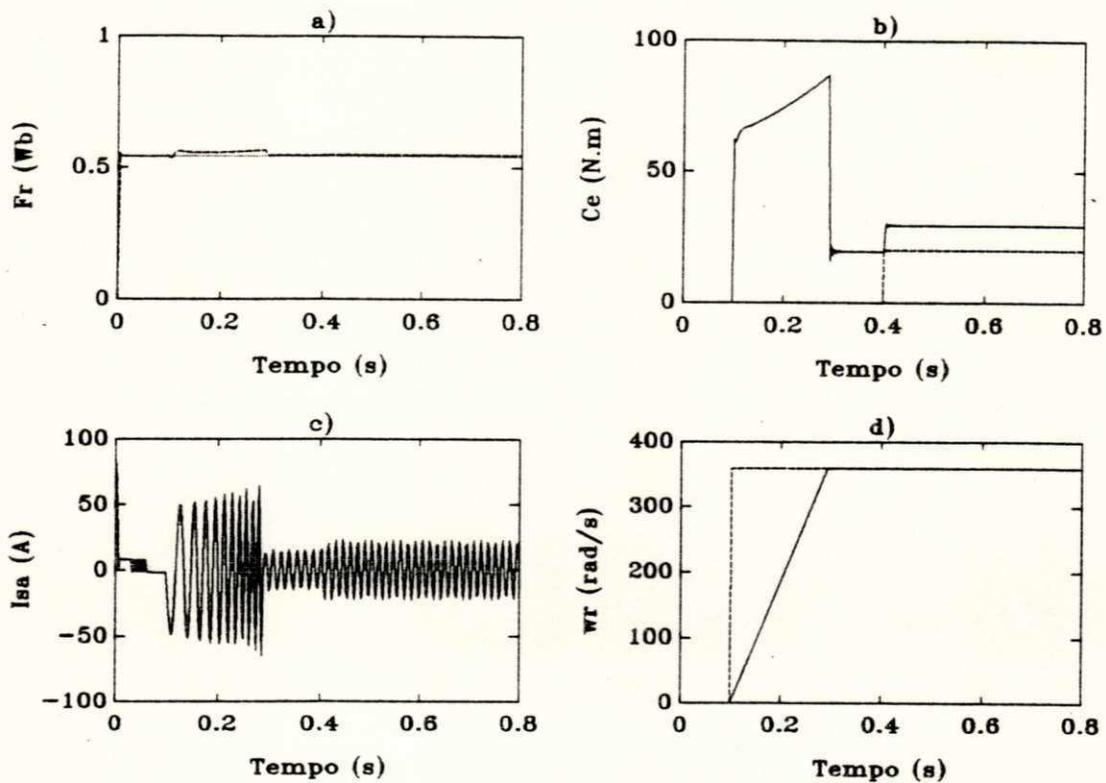


Fig. 5.4 - Resposta a aplicação de carga (degrau de conjugado de carga $C_L = 20$ N.m aplicado em $t = 0.4$ s).

a) F_r (Wb), b) C_e (N.m) e C_L (N.m) (linha pontilhada),
 c) I_{sa} (A), d) w_r (rad/s).

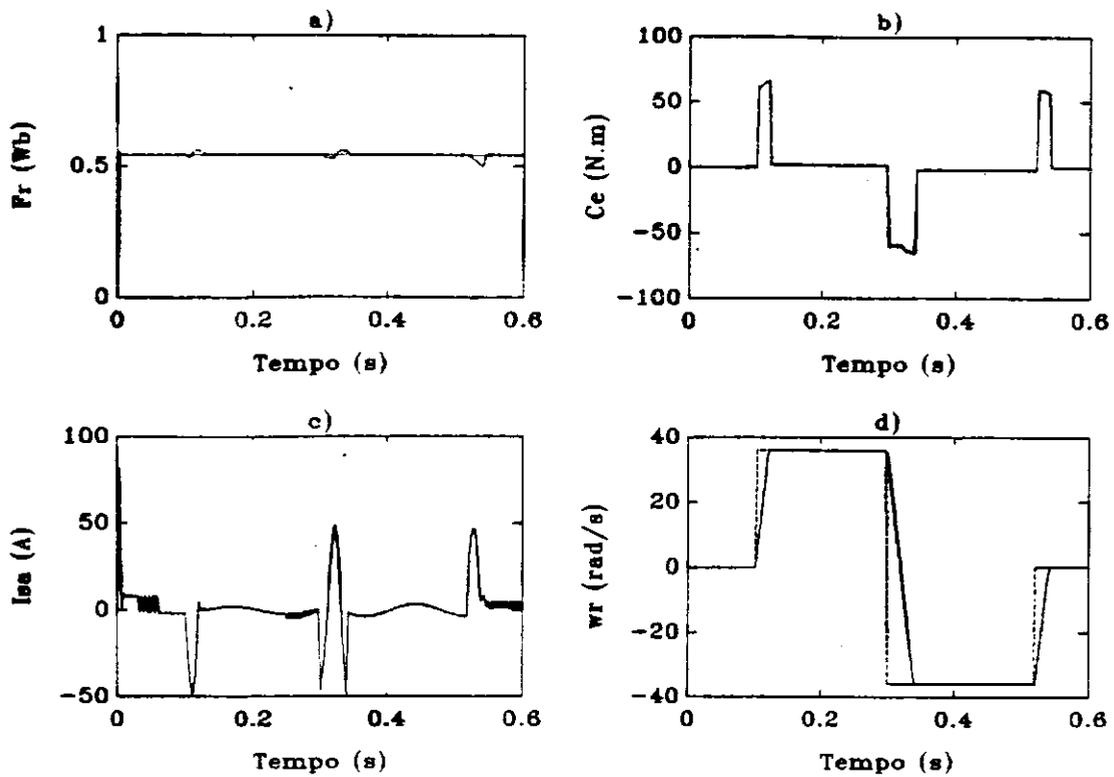


Fig. 5.5 - Ciclo de inversão de Velocidade (10% de Vel. Nominal).
 a) F_r (Wb), b) C_e (N.m), c) I_a (A), d) w_r (rad/s).
 (Máquina em vazio).

5.6 - CONCLUSÃO

Este capítulo procurou dar uma visão geral do sistema de acionamento proposto para o motor de indução. A técnica de campo orientado foi utilizada para obter o controle desacoplado de fluxo e conjugado, que possibilita que o motor de indução tenha desempenho comparável ao de motores de corrente contínua.

O controlador TEFUAF projetado força o fluxo rotórico da máquina a convergir para o valor de referência a cada intervalo de amostragem. O controlador TEFUAF de velocidade, que incorpora estimação do conjugado de carga, garante um rastreamento perfeito da velocidade de referência, mesmo sob variações bruscas de carga, já que a sua resposta se dá a cada período de amostragem.

Os controladores de fluxo e velocidade estão formulados na forma de equações de diferenças, o que torna fácil a implementação dos mesmos na forma de um algoritmo recursivo.

6.1 - INTRODUÇÃO

O algoritmo de controle do motor de indução é construído a partir das técnicas desenvolvidas nos capítulos anteriores.

O esforço computacional necessário para o processamento do algoritmo de controle é avaliado através do cálculo do tempo de computação do mesmo. Considerações sobre implementação em tempo real são feitas e é dada uma possível configuração para implementação do sistema de controle.

6.2 - ALGORITMO DE CONTROLE DO SISTEMA

As técnicas desenvolvidas nos capítulos anteriores podem ser agrupadas de modo a formar um algoritmo de controle para acionamento do motor de indução para implementação em controlador digital. Pode-se dividir este algoritmo nas seguintes etapas básicas:

- 1) Entrada de dados - Medição de corrente e velocidade. Conversão A/D. Transformação $3\phi/2\phi$ (Equação (2.15)).
- 2) Avaliação do Modelo Discreto - Cálculo das submatrizes do modelo discreto em função da velocidade medida (Equações (2.37) a (2.39) e (2.51) a (2.56)).
- 3) Estimativa de Fluxo - Cálculo da matriz de ganhos do observador. Geração do sinal de erro. Cálculo do fluxo rotórico através do observador. (Equações (4.19), (4.13) e (4.14)).
- 4) Avaliação da matriz de transformação $[T_{s/r}]$ - Cálculo do módulo do fluxo e do seno e cosseno do ângulo de fase do mesmo (Equações (5.3) a (5.5)).

5) Controlador de Fluxo - Avaliação da corrente I_{sd}^{r*} , que impõe o fluxo rotórico da máquina (Equação (5.13)).

6) Controlador de Velocidade - Avaliação da corrente I_{sq}^{r*} , que impõe a velocidade da máquina (Equações (5.21) a (5.23)).

7) Transformação $[T_{s/r}]$ - Transformação das correntes estatóricas do referencial fluxo rotórico para o referencial estatórico (Equação (5.1)).

8) Controlador de Corrente - Cálculo do vetor de larguras de pulso no referencial estatórico a partir das correntes de referência (Equação (3.11)).

9) Transformação $[T_{3/2}]^t$ - Cálculo das larguras de pulso de comando de braço de inversor (Equação (2.30)).

10) Saída de Controle - chaveamento dos dispositivos do inversor de tensão.

Estes passos são sumarizados no algoritmo dado a seguir:

Passo 1:

Entrada de dados.

Medição e conversão A/D de I_{sa} , I_{sb} e w_r .

$$I_{sd}(k) = \sqrt{3/2} I_{sa}(k) \quad (6.1)$$

$$I_{sq}(k) = (I_{sa}(k) + 2 \cdot I_{sb}(k)) / \sqrt{2} \quad (6.2)$$

Passo 2:

Avaliação do modelo discreto

Cálculo das matrizes F_{ii} , F_{if} , G_{ip} , F_{fi} , F_{ff} e G_{fp} em função de w_r (Equações (2.37) a (2.39) e (2.51) a (2.56)).

Passo 3:

Estimação de Fluxo rotórico.

$$K = (F_{ff} - a.I + b.J)F_{fi}^{-1} \quad (6.3)$$

$$\hat{I}_s(k) = F_{fi}.I_s(k-1) + F_{fr}.\hat{F}_r(k-1) + G_{fp}P(k-1) \quad (6.4)$$

$$\hat{F}_r(k) = F_{fi}.I_s(k-1) + F_{fr}.\hat{F}_r(k-1) + G_{fp}.P(k-1) + K(I_s(k) - \hat{I}_s(k)) \quad (6.5)$$

Passo 4:

Avaliação de $[T_{s/r}]$.

$$|\hat{F}_r(k)| = \sqrt{\hat{F}_{rd}(k)^2 + \hat{F}_{rq}(k)^2} \quad (6.6)$$

$$\cos(\theta_f) = \hat{F}_{rd}(k)/|\hat{F}_r(k)| \quad (6.7)$$

$$\sin(\theta_f) = \hat{F}_{rq}(k)/|\hat{F}_r(k)| \quad (6.8)$$

$$[T_{s/r}] = \cos(\theta_f).I + \sin(\theta_f).J \quad (6.9)$$

Passo 5:

Controlador de Fluxo.

$$I_{sd}^{r*}(k+1) = [1 \ 0]^t F_{fi}^{-1} \left([|\hat{F}_r|^* \ 0]^t - F_{fr}[|\hat{F}_r(k)| \ 0]^t + G_{fp}[T_{s/r}]^t P(k-1) \right) \quad (6.10)$$

Passo 6:

Controlador de Velocidade.

$$\hat{C}_e(k-1) = (pM_{sr}/2L_r)\{I_{sq}(k-1).\hat{F}_{rd}(k-1) + I_{sd}(k-1).\hat{F}_{rq}(k-1)\} \quad (6.11)$$

$$C_e^*(k) = \hat{C}_e(k-1) + (2J/pT)\{w_r^*(k+1) - 2w_r(k) + w_r(k-1)\} \quad (6.12)$$

$$I_{sq}^{r*}(k+1) = (2L_r/pM_{sr})C_e^*(k)/|\hat{F}_r|_{nom} \quad (6.13)$$

Passo 7:

Transformação $[T_{s/r}]$.

$$I_s^*(k+1) = [T_{s/r}] I_s^{r*}(k+1) \quad (6.14)$$

Passo 8:

Controlador de Corrente.

$$P(k) = G_{ip}^{-1} [I_s^*(k+1) - F_{ii} \cdot I_s(k) - F_{ir} \cdot \hat{F}_r(k)] \quad (6.15)$$

Passo 9:

Transformação $[T_{3/2}]^t$.

$$P(abc) = [T_{3/2}]^t P(k) \quad (6.16)$$

Passo 10:

Geração da sequência de pulsos de gatilho a partir das larguras $P(abc)$.

6.3 - ANÁLISE DE ESFORÇO COMPUTACIONAL

A redução do tempo de processamento do algoritmo de controle descrito na seção anterior é de fundamental importância tratando-se de uma implementação em tempo real, visto que o controlador digital deve processar o algoritmo num espaço de tempo limitado.

A seguinte nomenclatura foi adotada para os tempos de processamento de operações em ponto flutuante do controlador digital:

p - tempo de processamento de produto.

s - tempo de processamento de soma.

d - tempo de processamento de divisão.

r - tempo de processamento de raiz quadrada.

f - tempo de processamento de função trigonométrica.

A seguir são feitas algumas considerações sobre algumas simplificações que podem ser assumidas de modo a reduzir o tempo de processamento de cada passo do algoritmo de controle descrito na seção anterior.

No passo 1:

Como a alimentação é trifásica sem neutro, a soma das correntes é nula, sendo suficiente medir apenas duas correntes (I_{sa} e I_{sb}) para obter informação completa sobre o vetor corrente estatórica. Isto permite simplificar as operações envolvidas na transformação $3\phi/2\phi$ (ver Equações (6.1) e (6.2)), obtendo um tempo de processamento igual a $3p + 1s$.

No passo 2:

Na avaliação do modelo é necessário calcular apenas os termos das matrizes que são função da velocidade, Fu^s , Fri^s , Fff^s , Fu , Fif , Ffi , Fff e Gfp . As matrizes restantes podem ser calculadas a priori e armazenadas na memória do controlador digital.

As matrizes constituintes do modelo discreto são todas da forma $(x.I + y.J)$, soma de uma matriz simétrica com uma anti-simétrica. Entre outras vantagens isto permite que o produto entre duas matrizes deste tipo seja comutativo. Devido a esta estrutura particular, o tempo de processamento de operações entre estas matrizes pode ser reduzido. Têm-se assim os seguintes tempos de processamento de operações matriciais:

produto por escalar: $2p$

soma:	$2s$
produto:	$4p + 2s$
determinante:	$2p + 1s$
inversão:	$4p + 1s + 1d$

Nos cálculos envolvendo senos e cossenos pode-se introduzir uma simplificação adicional, derivada do fato que o ângulo ($\omega_2 T$) ser bastante pequeno, com um valor inferior a 12° , mesmo na máxima velocidade. Desta maneira pode-se aproximar o cálculo dos senos e cossenos tomando os dois primeiros termos das séries de potências correspondentes sem prejudicar a precisão dos cálculos envolvidos. (O estudo de erro de discretização e de estabilidade numérica dos modelos propostos no capítulo II foi efetuado sem levar em conta esta aproximação).

Após as simplificações acima, obtem-se um tempo de processamento igual a $11p + 5s + 1d + 2f$ para o modelo discreto simplificado mais $21p + 13s$ para o modelo discreto aprimorado, dando um total de $32p + 18s + 1d + 2f$. Comparando com um modelo discreto obtido por truncamento dos termos de ordem superior a dois da série da matriz exponencial, verifica-se que, embora o tempo de processamento envolvido no cálculo do modelo discreto aprimorado seja um pouco maior, este é numericamente estável para uma ampla faixa de escolha do período de amostragem, enquanto que a série truncada torna-se instável para T maior do que 5.5 ms aproximadamente. Os erros de discretização envolvidos nestes dois modelos são da mesma ordem de grandeza.

No passo 3:

As operações sobre operações matriciais feitas para o passo 2 também são válidas para o cálculo do observador. O cálculo da matriz de ganhos envolve um tempo de processamento igual a $8p + 5s + 1d$, o processamento do sinal de erro leva um

tempo igual a $10p + 10s$ e a estimação de fluxo propriamente dita leva um tempo igual a $16p + 4s$, totalizando um tempo de processamento igual a $34p + 29s + 1d$ para o passo 3.

No passo 4:

O cálculo do módulo do fluxo envolve um tempo de processamento igual a $2p + 1s + 1r$, enquanto que o cálculo do seno e do cosseno do ângulo de fase do vetor de fluxo envolve $1d$ para cada uma das operações. Isto dá um tempo de processamento total de $2p + 1s + 2d + 1r$.

No passo 5:

O produto entre as matrizes F_{ff} e F_{fi}^{-1} já foi efetuado no passo 3, no cálculo da matriz de ganhos, K . Isto permite reduzir o tempo de processamento do controlador de fluxo. $16p + 8s + 1d$ é o tempo envolvido no processamento deste passo.

No passo 6:

A estimação do conjugado da máquina envolve um tempo igual a $3p + 1s$, o conjugado de referência é calculado em $2p + 3s$ e o cálculo da corrente I_{sq}^{r*} é efetuado em apenas $1p$, o que resulta num total de $6p + 4s$.

No passo 7:

Sendo a matriz $[T_{\alpha/\beta}]$ da forma $(x.I + y.J)$, a transformação das correntes do referencial fluxo rotórico para o referencial estático é efetuada num tempo de processamento igual a $4p + 2s$.

No passo 8:

As simplificações validas para as operações entre matrizes da forma $(x.I + y.J)$ descritas no passo 2 também são

válidas para o controlador de corrente, permitindo reduzir o tempo de processamento do mesmo a $10p + 8s + 1d$.

No passo 9:

De maneira semelhante ao passo 1, a relação (2.28) que garante simetria de alimentação permite simplificar a transformação $2\phi/3\phi$ reduzindo o tempo de processamento a $3p + 5s$.

No passo 10:

O tempo envolvido nesta operação é mínimo, já que envolve apenas o atraso do circuito eletrônico de geração dos pulsos de gatilho.

Os dez passos acima totalizam um tempo de processamento igual a $110p + 76s + 6d + 1r + 2f$. Estes resultados estão sumarizados na tabela I:

passo	p	s	d	r	f
1	3	1	-	-	-
2	32	18	1	-	2
3	34	29	1	-	-
4	2	1	2	1	-
5	16	8	1	-	-
6	6	4	-	-	-
7	4	2	-	-	-
8	10	8	1	-	-
9	3	5	-	-	-
10	-	-	-	-	-
total	110	76	6	1	2

TABELA I - Esforço Computacional

Na elaboração da estratégia de controle do motor de indução partiu-se do pressuposto de que o tempo de processamento do algoritmo de controle seria desprezível em relação ao período de amostragem. Neste caso, devem-se limitar as larguras de pulso a um valor máximo inferior ao período de amostragem, de modo a reservar um determinado intervalo no início do mesmo (um décimo de T, por exemplo) para o processamento do algoritmo de controle. Esta solução apresenta a desvantagem de que o período de amostragem é subaproveitado. Caso os recursos computacionais não sejam suficientemente potentes e o tempo de processamento atinja valores da ordem de grandeza do período de amostragem, esta solução torna-se impraticável. Neste caso deve-se utilizar algum método de predição para calcular os valores das variáveis de estado a partir de medições feitas com antecedência. Desta maneira, um intervalo de tempo maior pode ser reservado para o processamento do algoritmo de controle. Esta técnica pode ser implementada utilizando o próprio modelo discreto aprimorado de modo a calcular o valor das variáveis de estado no instante (kT) a partir de medições feitas no instante (k-1)T. Assim um intervalo aproximadamente igual ao período de amostragem fica disponível para o processamento do algoritmo de controle. Uma solução mais eficiente pode ser obtida conjugando as funções de estimação e predição através de um observador preditor de ordem completa (Franklin [29]):

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_s(k+1) \\ \hat{F}_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{ii} & F_{if} \\ F_{fi} & F_{ff} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{I}_s(k) \\ \hat{F}_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{ip} \\ G_{fp} \end{bmatrix} P(k) + \\ + K \cdot [I_s(k) - \hat{I}_s(k)] \quad (6.17)$$

Através deste observador, as variáveis de estado podem ser preditas com um período de amostragem de antecedência, deixando tempo suficiente para o processamento do algoritmo de controle. O observador de ordem completa apresenta ainda a vantagem de ser menos sensível a ruídos de medição do que o observador de ordem reduzida.

Uma redução significativa no tempo de processamento pode ser obtida se os controladores de fluxo, corrente e conjugado são agrupados num só controlador, no qual fluxo e conjugado são controlados simultaneamente de maneira integrada e o controle de corrente está implícito na sua estrutura:

$$P(k) = G_p^{-1} \left[[C_e^* \quad |Fr|^*]^t - F_i \cdot I_s(k) - F_f \cdot Fr(k) \right] \quad (6.18)$$

onde,

$$F_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} [T_{e/r}]^t F_{fi} + (2L_r / (pM_{sr} |Fr|)) \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [T_{e/r}]^t F_{ii} \quad (6.19)$$

$$F_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} [T_{e/r}]^t F_{ff} + (2L_r / (pM_{sr} |Fr|)) \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [T_{e/r}]^t F_{fi} \quad (6.20)$$

$$G_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} [T_{e/r}]^t G_{fp} + (2L_r / (pM_{sr} |Fr|)) \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [T_{e/r}]^t G_{ip} \quad (6.21)$$

Observe-se que, pelo controlador dado por Eq. (6.18), as larguras de pulso são calculadas diretamente, dadas as referências de fluxo e conjugado, bem como a realimentação de estados, $I_s(k)$ e $Fr(k)$. A descrição detalhada deste controlador integrado será deixada para publicações futuras.

6.4 - CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA

A figura 6.1 mostra a configuração em "hardware" para o sistema de acionamento proposto. As correntes I_{sa} e I_{sb} são amostradas e seguradas a cada intervalo T e convertidas em dados binários pelo conversor A/D. O controlador digital processa o algoritmo de controle a cada período T , de modo a fornecer as

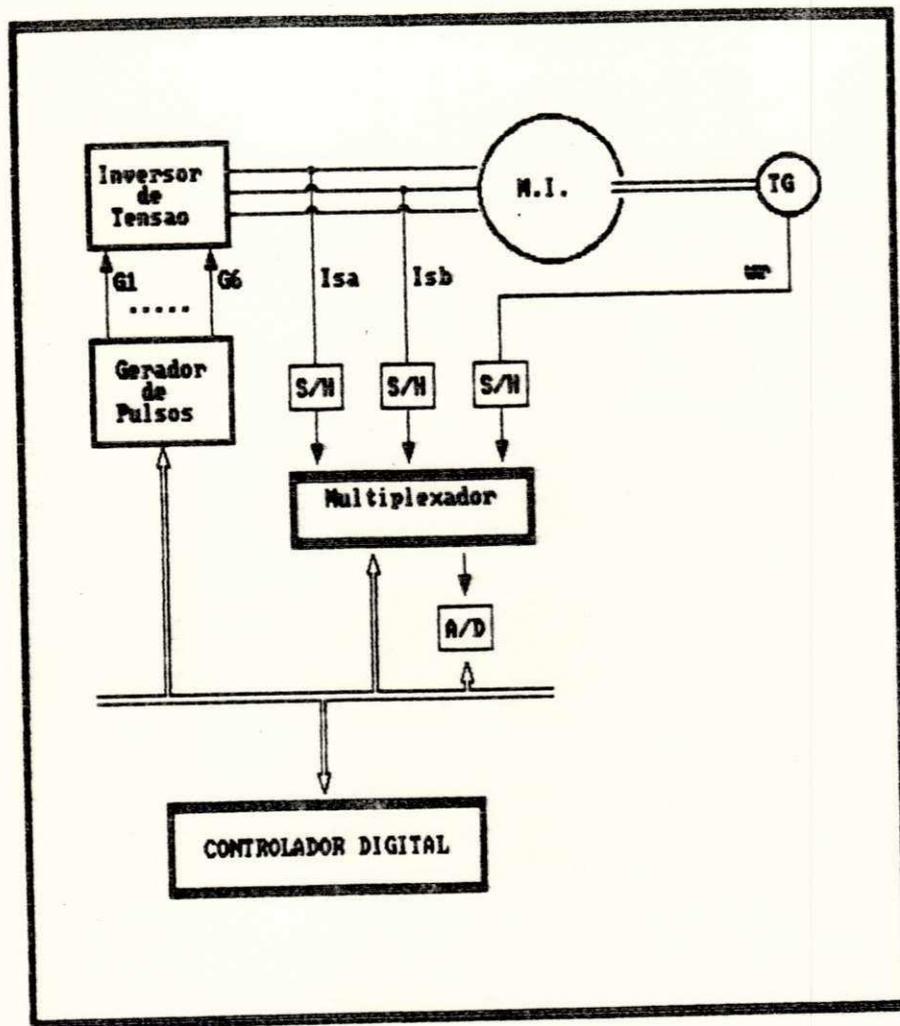


Fig. 6.1 - Configuração para o sistema de acionamento proposto.

larguras de pulso, na forma binária, para o circuito gerador de pulsos, que se encarrega de gerar na sequência certa os sinais de gatilho para os dispositivos de chaveamento do inversor (GTO's ou MOSFET's de potência).

6.5 - CONCLUSÃO

Este capítulo globalizou os resultados dos capítulos anteriores na forma de um algoritmo de controle para acionamento do motor de indução a ser implementado em controlador digital.

O cálculo do tempo de processamento do algoritmo de controle permite escolher o controlador digital de maneira a garantir uma velocidade de computação suficiente para realizar o algoritmo em tempo real.

A utilização de um observador preditor de ordem completa permite estender o tempo disponível para processamento do algoritmo de controle, além de diminuir a sensibilidade a ruídos de medição. A integração do controle de corrente, fluxo e conjugado num só controlador permitirá elaborar algoritmos mais eficientes. O estudo da inclusão deste controlador e do observador de ordem completa será feito em pesquisas futuras.

CAPÍTULO VII - CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho um algoritmo para controle em tempo real do motor de indução foi desenvolvido utilizando técnicas de controle moderno.

Desenvolveu-se um modelo discreto para o motor de indução, numericamente estável para uma ampla faixa de escolha do período de amostragem. O estudo do erro de discretização do modelo permitiu escolher criteriosamente o período de amostragem. O modelo caracteriza-se por possuir como entrada de controle o vetor de larguras de pulso de comando de braço do inversor. Isto permite simplificar a estratégia de controle. Neste sentido, um controlador "deadbeat" das correntes estatóricas foi desenvolvido. Este controlador, estável para uma ampla faixa de variação paramétrica, pode ser utilizado no acionamento de motores de indução de potência elevada, onde, devido as limitações de frequência de chaveamento de inversor, os controladores de corrente por histerese não podem garantir níveis de "ripple" suficientemente baixos como os que o controlador "deadbeat" pode fornecer.

Para suprir as necessidades de realimentação de estados do controlador de corrente, um observador discreto de ordem reduzida para estimação de fluxo rotórico foi projetado. A utilização do modelo discreto desenvolvido no capítulo II permitiu eliminar o uso de sensores de tensão no observador. Um posicionamento de pólos robusto permite ao observador estimar o fluxo com precisão aceitável, mesmo para variações consideráveis da resistência rotórica.

Utilizou-se a técnica de campo orientado direto para permitir o controle desacoplado de fluxo e conjugado. Para este feito, controladores "deadbeat" de fluxo e conjugado foram projetados. Um método de estimação do conjugado de carga foi desenvolvido de modo a compensar perturbações na velocidade e

garantir um controle acurado da mesma. Resultados da simulação computacional demonstraram o bom desempenho do sistema proposto.

A estrutura particular do modelo discreto proposto permite assumir várias simplificações que possibilitam reduzir o tempo de processamento do algoritmo de controle desenvolvido. O estudo do esforço computacional necessário para o processamento do algoritmo permite estimar a velocidade de cálculo que será requerida ao controlador digital, fornecendo um parâmetro de escolha do mesmo.

Este trabalho não pretende que o algoritmo de controle proposto seja uma ferramenta "acabada", mas antes, um exemplo de como as diversas técnicas de controle moderno podem ser integradas de maneira eficiente para o comando do motor de indução em tempo real.

Futuramente pretende-se pesquisar a inclusão de um observador de ordem completa no sistema, de maneira a reduzir a sensibilidade a ruídos de medição e permitir a elaboração de um algoritmo de controle mais compacto. De acordo com esta premissa está sendo desenvolvido um controlador "deadbeat" integrado para fluxo e conjugado, com o controle de corrente implícito em sua estrutura.

ANEXO I - ENTRADA CONSTANTE EQUIVALENTE A PULSO

Dado o sistema linear $DX = A.X + B.U$, a figura AI.1 mostra a entrada pulsada do mesmo, $U(t)$, de largura $P(k)$, amplitude "E" e centrada no intervalo de amostragem. Tomando uma entrada constante $U_{eq} = K.E$, onde $K = P(k)/T$, prova-se que as duas entradas são equivalentes durante o período de amostragem, desde que este seja suficientemente pequeno.

Para a entrada pulsada a solução do sistema no intervalo de amostragem é:

$$X(k+1) = e^{AT}.X(k) + e^{A(T-P(k))/2}.A^{-1}(e^{A.P(k)} - I)BE \quad (AI-1)$$

Para a entrada constante equivalente a solução no intervalo de amostragem é,

$$X(k+1) = e^{AT}.X(k) + A^{-1}(e^{AT} - I)B.K.E \quad (AI-2)$$

Como as duas soluções devem ser equivalentes, igualando as duas expressões acima obtem-se:

$$e^{A(T-P(k))/2}.A^{-1}(e^{A.P(k)} - I) = K.A^{-1}(e^{AT} - I) \quad (AI-3)$$

Mas, expandindo em séries de potências,

$$\begin{aligned} e^{A(T-P(k))/2}.A^{-1}(e^{A.P(k)} - I) &= (P(k))A^0 + (T.P(k)/2)A^1 + \\ &+ (P(k)^3/24 + T^2P(k)/8)A^2 + \dots \quad (AI-4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K.A^{-1}(e^{AT} - I) &= (K.T)A^0 + (K.T^2/2)A^1 + \\ &+ (K.T^3/6)A^2 + \dots \quad (AI-5) \end{aligned}$$

Igualando termo a termo e desprezando termos de ordem superior

a T^2 obtem-se finalmente;

$$(P(k))A^0 = (K.T)A^0 \rightarrow K = P(k)/T \quad (\text{AI-6})$$

$$(T.P(k)/2)A^1 = (K.T^2/2)A^1 \rightarrow K = P(k)/T \quad (\text{AI-7})$$

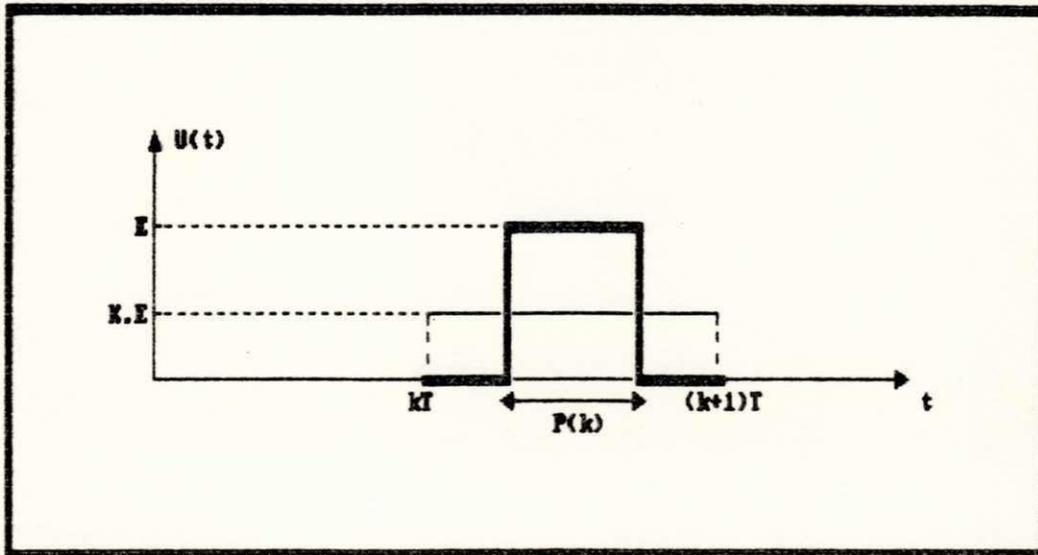


Fig. AI.1 - Entrada constante equivalente a entrada pulsada.

ANEXO II - ENTRADA CONSTANTE EQUIVALENTE A RAMPA

Dado o sistema linear $DX = A.X + B.U$, a figura AII.1 mostra a entrada do mesmo na forma de rampa, $U(t) = v.t$, onde "v" é a declividade. Tomando uma entrada constante $U_{eq} = K.v.t$, mostra-se que as duas entradas são equivalentes quando $K = 1/2$, desde que o período de amostragem seja suficientemente pequeno.

A solução durante o intervalo de amostragem para a entrada rampa é (ver Ogata [23]):

$$X(T) = e^{AT}.X(0) + A^{-2}(e^{AT} - I - AT)B.v \quad (\text{AII-1})$$

Para a entrada constante equivalente a solução no intervalo de amostragem é,

$$X(T) = e^{AT}.X(0) + A^{-1}(e^{AT} - I)B.(K.v.T) \quad (\text{AII-2})$$

Como as soluções são supostas equivalentes, igualando as duas expressões obtém-se,

$$A^{-1}(e^{AT} - I - AT) = (e^{AT} - I)K.T \quad (\text{AII-3})$$

Mas, expandindo em séries de potências,

$$A^{-1}(e^{AT} - I - AT) = (T^2/2)A^1 + (T^3/6)A^2 + \dots \quad (\text{AII-4})$$

$$(e^{AT} - I)K.T = (K.T^2)A^1 + (K.T^3/2)A^2 + \dots \quad (\text{AII-5})$$

Desprezando os termos de ordem superior a T^2 e igualando termo a termo obtém-se finalmente:

$$(T^2/2)A^1 = (K.T^2)A^1 \rightarrow K = 1/2 \quad (\text{AII-6})$$

Assim, a entrada equivalente é,

$$U_{eq} = v \cdot T/2 = (U(T) - U(0))/2 \quad (\text{AII-7})$$

visto que,

$$v = \text{constante} = (U(T) - U(0))/T \quad (\text{AII-8})$$

ou seja a entrada equivalente está exatamente no meio das amostras em kT e $(k+1)T$. Para o instante kT tem-se então,

$$U_{eq}(k) = U(k) + (U(k+1) - U(k))/2 = (U(k+1) + U(k))/2 \quad (\text{AII-9})$$

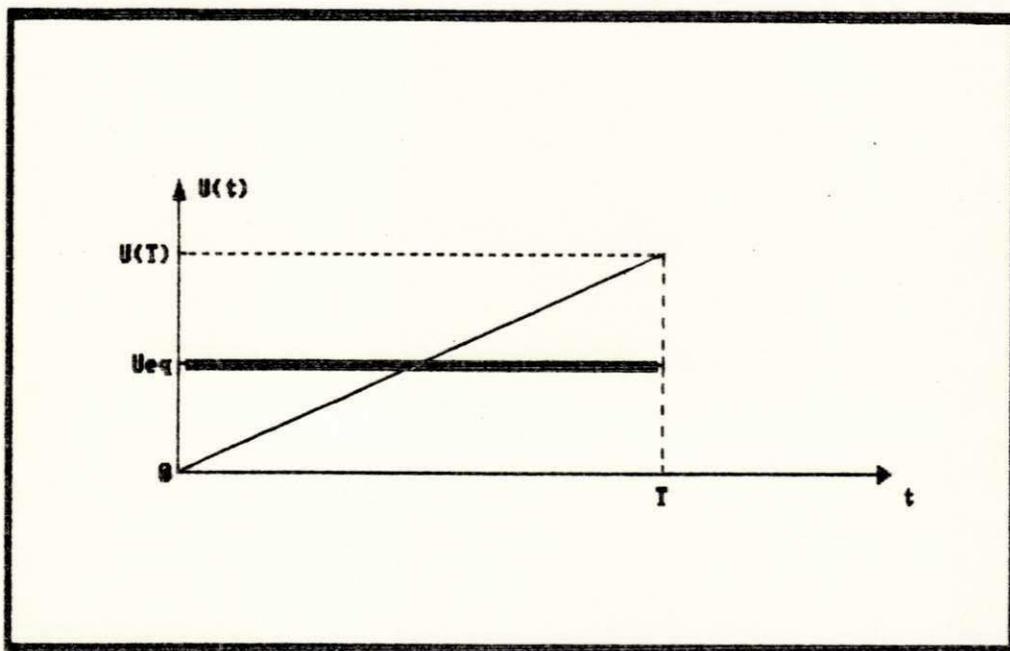


Fig. AII.1 - Entrada constante equivalente a entrada "rampa".

ANEXO III - PARÂMETROS DO MOTOR

Dados de placa:

3 fases

4 polos

5 HP

60 Hz

1715 RPM

Ligação em estrela 380 V / 8.7 A

Parâmetros:

$R_s = 1.463 \Omega$

$R_r = 1.446 \Omega$

$L_s = 142,94 \text{ mH}$

$L_r = 143.25 \text{ mH}$

$M_{sr} = 138.14 \text{ mH}$

$J = 0.069 \text{ Kg.m}^2$

$B = 0.1078 \text{ N.m.s}$

Tensão DC do Inversor:

$E = 380 \text{ V}$

BIBLIOGRAFIA

REFERÊNCIAS:

- [1] Hanselmann, H.; "Implementation of Digital Controllers - A Survey". Automatica, Vol. 23, No 1, 1987, pg. 7-32.
- [2] Kortum, W.; "Computational Techniques in Optimal State - Estimation - A Tutorial". Jou. of Dyn. Sys. Meas. & Control, Vol. 101, June, 1979, pg. 99-107.
- [3] Bose, B. K.; "Recent advances in Power Electronics". IECON'90, pg. 829-838.
- [4] Verghese, G. C., Elbuluk, M. E., Kassakian, J. G.; "A General Approach to Sample-Data Modeling for Power Electronics Circuits". IEEE trans., Vol. PE-1, April 1986, pg. 76-89.
- [5] Elbuluk, M. E., Verghese, G. C., Kassakian, J. G., "Sample-Data Modeling and Control of Resonant Converters". IEEE trans., Vol. PE-3, July, 1988, pg. 344-354.
- [6] Shinohara, K., Nonaka, S.; "Stability Improvement of a Current Source Inverter - Induction Motor Drive System". Automatica, Vol. 23, No. 2, 1987, pg. 161-173.
- [7] Itoh, R.; "Method of reducing Computation in the Analysis of PWM Current-Source GTO Converter". IEE proc., Vol. 136 Pt.B, No 2, March, 1989, pg. 105-112.
- [8] Kawamura, A., Chuarayapratip, R., Haneyoshi, T.; "Deadbeat Control of PWM Inverter with Modified Pulse Patterns for Uninterruptible Power Supply". IEEE Trans., Vol IE-35, No 2, May, 1988, pg. 295-300.

- [9] Moler, C., Loan, V. C.; "Nineteen Dubious Ways to compute the Exponential of a Matrix". SIAM review, Vol. 20, No 4, October, 1978, pg. 801-836.
- [10] Plant, J. B.; "On the Computation of Transition Matrices for Time-Invariant Systems". IEEE Proc., August, 1968, pg. 1397-1398.
- [11] Rao, B. R., Ganapathy, S.; "Linear Time-Varying Systems State Transition Matrix". IEEE Proc., Vol. 126, No 12, December, 1979, pg. 1331-1335.
- [12] Beale, G. O., Hartley, T. T.; "Stability Considerations: Numerical Methods and Control Theory Equivalences". IEEE trans., Vol. IE-34, No 2, May, 1987, pg. 180-187.
- [13] Hartley, T. T., Beale, G. O.; "Integration Operator Design for Real-Time Digital Simulation". IEEE trans., Vol. IE-32, No 4, November, 1985, pg. 393-398.
- [14] Beale, G. O., Hartley, T. T.; "Optimization of Discrete Transfer Functions for Real Time Simulation". IECON'84, pg. 943-947.
- [15] Laub, A. J.; "Numerical Linear Algebra Aspects of Control Design Computations". IEEE trans., Vol. AC-30, No 2, February, 1985, pg. 97-106.
- [16] Brod, D. M., Novotny, D. W.; "Current Control of VSI-PWM Inverters". IEEE trans., Vol. IA-21, No 4, May/June, 1985, pg. 562-568.
- [17] Rowan, T. M., Kerkman, R. J.; "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current Regulated PWM Inverters". IEEE trans., Vol. IA-22, No 4, July/August, 1986, pg. 678-690.

- [18] Kawamura, A., Ben-Brahim, L.; "Digital Current Regulation of Field Oriented Controlled Induction Motor based on Predictive Observer". IECON'90, pg. 607-612.
- [19] Bose, B. K.; "Power Electronics and AC Drives". Prentice - Hall, 1986.
- [20] Nonaka, S., Tsuji, M.; "State Variable Analysis of an Induction Motor driven by Current Source Inverter". Memoirs of Faculty of Engineering, Kyushu University, Vol. 11, No 1, March 1981, pg. 65-86.
- [21] Nonaka, S., Tsuji, M.; "Analytical Method for Transient Characteristics of Thyristor-Controlled Motor Systems and its applications to Induction Motors driven by Current Source Inverter". Electrical Engineering in Japan, Vol. 100, No 2, 1980, pg. 33-40.
- [22] Kuo, B. C.; "Digital Control Systems". HRW, Inc., 1980.
- [23] Ogata, K.; "Modern Control Engineering". Englewood Cliffs, N. J. USA, Prentice Hall, Inc., 1970.
- [24] Lima, A. M. N.; "Commande Numérique d'une Machine Asynchrone". These de Docteur Ingenieur à L'institut National Polytechnique de Toulouse, 1989.
- [25] Goodwin, G. C., Sin, K. S.; " Adaptive Filtering Prediction and Control". Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1985.
- [26] Ichikawa, K.; "Deadbeat Characteristic of One-Step-Ahead" Control". Int. Jou. of Control, 1989, Vol. 49, No 1, pg. 25-31.
- [27] Mayer, H. R., Pfaff, G.; "Direct Control of Induction Motor Currents - Design and Experimental Results". EPE, 1989, pg. 3.7-3.12.

- [28] Leonhard, W.; "Control of Electrical Drives". Springer - Verlag, 1985.
- [29] Franklin, G. F., Powell, J. D.; "Digital Control of Dynamic Systems". Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1980.
- [30] Verghese, G. C. , Sanders, S. R.; "Observers for Flux Estimation in Induction Machines". IEEE trans., Vol. IE-35, No 1, February, 1988, pg. 85-94.
- [31] Hori, Y., Cotter, V., Kaya, Y.; "A Novel Induction Machine Flux Observer and its application to a High Performance AC Drive System". IFAC Symposium, pg. 355-360.
- [32] Watanabe, H., Nakatani, H., Fujii, T.; "A Rotor Flux Observer for the Vector Control of Induction Motor Drive". IECON'88, pg. 472-477.
- [33] Blaschke, F.; "Das Verfahren der Fieldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine". Tese de Doutorado, TU Braunschweig, 1973.

OUTROS TEXTOS CONSULTADOS:

Aylor, J. H., Ramey, R. L., Cook, G.; "Design and Application of a Microprocessor PID Predictor Controller". IEEE trans., Vol. IECI-27, No 3, August, 1980, pg. 133-137.

Bowes, S. R., Clare, J.; "Steady-State Performance of PWM Inverter Drives". IEE proc., Vol. 130, Pt.B, No 4, July, 1983, pg. 229-244.

Bowes, S. R.; "New Sinusoidal Pulsewidth-Modulated Inverter". IEE proc., Vol. 122, No 11, November, 1975, pg. 1279-1285.

Chan, C. C., Leung, W. S., Ng; "Adaptive Decoupling Control of Induction Motor Drives", IEEE trans., Vol. IE-37, February, 1990, pg. 41-47.

Dote, Y.; "Application of Modern Control Techniques to Motor Control". IEEE proc., Vol. 76, No 4, April, 1988, pg. 438-454.

Ertem, S., Baghzouz, Y.; "A Fast Recursive Solution for Induction Motor Transients". IEEE trans., Vol. IA-24, No 5, September/October, 1988, pg. 758-764.

Gehlot, N. S., Alsina, P. J.; "Medium Frequency Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation for Induction Heating". IECON'90, Vol. 1, pg. 329-334.

Gokhale, K. P., Kawamura, A., Hoft, R. G.; "Deadbeat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis". IEEE trans., Vol IA-23, No 5, September/October, 1987, pg.901-909.

Haneyoshi, T., Kawamura, A., Hoft, R. G., "Waveform Compensation of PWM Inverter with Cyclic Fluctuating Loads". IEEE trans. Vol. IA-24, No 4, July/August, 1988, pg. 582-588.

Hashimoto, H. et al.; "Torque and Flux Feedback Control of Induction Motor based on Discrete Model". IECON'88, pg. 472-477.

Ho, E. Y. Y., Sen, P. C.; "Decoupling Control of Induction Motor Drives". IEEE trans., Vol. IE-35, No 2, May, 1988, pg. 253-262.

Hung, W. C., Stephan, R. M., Watanabe, E. H.; "Simulação do Controle de Velocidade de Motores de Indução pela Técnica de Campo Orientado". 7^o CBA, pg. 550-555.

Kawamura, A., Haneyoshi, T., Hoft, R. G.; "Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation using only Voltage Sensor". IEEE trans., Vol. PE-3, No 2, April, 1988, pg. 118-124.

Kowalska, T. O., "Application of Extended Luenberger Observer for Flux and Rotor Time -Constant Estimation in Induction Motor Drives". IEE proc., Vol. 136 Pt.D, No 6, November, 1989, pg. 324-330.

Lee, T. T., Lee, S. H., "Optimal Pole Assignment for Discrete Linear Regulator with Deterministic Disturbances". Jou. of Dyn. Systems, Measurement and Control, Vol. 110, December, 1988, pg. 433-436.

Liu, C. H., Hwu, C. C., Feng, Y. F.; "Modeling and Implementation of a Microprocessor-based CSI-FED Induction Motor Drive using Field-Oriented Control". IEEE trans., Vol. IA-25, No 4, July/August, 1989, pg. 588-597.

Murata, T., Tsuchiya, T., Takeda, I.; "A New Approach for constructing a Vector-Oriented Control Theory by State Space Method". IECON'87, pg. 272-279.

Nabae, A., Ogasawara, S., Akagi, H.; "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters". IEEE trans., Vol. IA-22, No 4, July/August, 1986, pg. 697-701.

Naitoh, H., Haneyoshi, T., Harashima, F.; "Analysis of Thyristor Circuits with Time-Dependent Parameters Loads". IEEE trans., Vol. IECI-25, August, 1978, pg. 285-291.

Nilsen, R., Kazmierkowski, M. P.; "Reduced-Order Observer with Parameter Adaption for Fast Rotor Flux Estimation in Induction Machines". IEE proc., Vol. 136 Pt.D, No 1, January, 1989, pg. 35-43.

Nonaka, S., Neba, Y.; "Analysis of PWM GTO Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive System". IEEE trans., Vol. IA-23, No 2, March/April, 1987, pg. 256-262.

Ogasawara, S., Akagi, H., Nabae, A.; "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters based on Space Vector Theory". EPE 1989, pg. 1197-1202.

Onishi, K. et al.; "Decoupling Control of Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive with Controlled Voltage Source and its comparison with Volts/Hertz Control". IEEE trans., Vol. IA-21, No 1, January/February, 1985.

Phillips, C. L., Huang, C. T.; "Bode Design of Digital Controllers". IEEE trans., Vol. E-26, No 2, May, 1983, pg. 70-71.

Prakash, R., Rao, S. V., Kern, F. J.; "Robust Control of a CSI-Fed Induction Motor Drive System". IEEE trans., Vol. IA-23, No 4, July/August, 1987, pg. 610-615.

Price, M. G., Cook, G.; "Identification/Observation using an Extended Luenberger Observer". IEEE trans., Vol. IE-29, No 4, November, 1982, pg. 279-286.

Sawai, Z., Harashima, F., Kaya, K.; "Analysis of Induction Motors driven by Multiphase and Multiple-Pulse Inverter". Electrical Engineering in Japan, Vol. 90, No 6, 1970, pg. 196-205.

Schauder, C. D., Caddy, R.; "Current Control of Voltage-Source
Inverters for Fast Four-Quadrant Drive Performance". IEEE trans.,

Vol. IA-18, No 2, March/April, 1982, pg. 163-171.

Shih, F. Y.; "Design Algorithms for Digital Control Systems with
Deadbeat Unit Step Response". IEE proc., Vol. 130, Pt.D, No 3,
May, 1983, pg. 119-127.

Simonetti, D. S. L., Barbi, I.; "Estudo do Comando Vetorial
Indireto de Motores de Indução com Corrente Imposta". 1º Encontro
Regional de Automação e Instrumentação - ES, pg. AE-44 - AE45.

Yen, K., Cook, G., Beale, G. O.; "A Comparison of three Real-Time
Digital Simulation Methods using Multi-Rate Input Sampling".
IECON'84, pg. 984-950.