

JOAO EDGAR CHAVES FILHO

CONTROLE DE VELOCIDADE E ESTIMAÇÃO DE FLUXO ROTÓRICO POR  
OBSERVADOR DO MOTOR DE INDUÇÃO

Dissertação apresentada à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO : Processamento da Energia  
Conversão e Controle

ORIENTADOR : NARPAT SINGH GEHLOT

CAMPINA GRANDE - JANEIRO 1991



C512c Chaves Filho, Joao Edgar  
Controle de velocidade e estimacao de fluxo rotorico por observador do motor de inducao / Joao Edgar Chaves Filho. - Campina Grande, 1991.  
119 f. : il.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e Tecnologia.

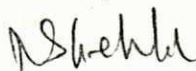
1. Motor de Inducao 2. Motor de Inducao - 3. Dissertacao I. Gehlot, Narpal Singh, Dr. II. Universidade Federal da Paraiba - Campina Grande (PB) III. Título

CDU 621.313.333(043)

CONTROLE VETORIAL E ESTIMAÇÃO DE FLUXO ROTÓRICO  
POR OBSERVADOR DO MOTOR DE INDUÇÃO

JOAO EDGAR CHAVES FILHO

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 22.02.91



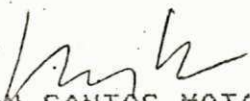
NARPAT SINGH GEHLOT, Dr. Engg., UFPB

Orientador



ANTONIO MARCUS NOBUEIRA LIMA, Dr., UFPB

Componente da Banca



WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFPB

Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB

FEVEREIRO - 1991

DEDICATORIA

## INDICE

Capítulo 1	<u>INTRODUÇÃO GERAL</u>	
1.1	Técnicas de Controle Moderno em Acionamento do Motor de Indução .....	1
1.2	Motivação do trabalho .....	3
1.3	Organização do trabalho .....	4
Capítulo 2	<u>MODELAMENTO MATEMATICO DO MOTOR DE INDUÇÃO</u>	
2.1	Introdução .....	5
2.2	Modelo Contínuo do Motor de Indução .....	5
2.3	Representação do Modelo em Variáveis de Estado ..	7
2.4	Discretização do Modelo .....	8
2.5	Conclusões .....	17
Capítulo 3	<u>CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO</u>	
3.1	Introdução .....	18
3.2	Estratégias de Controle por Campo Orientado .....	18
3.3	Sistema de Acionamento para regulação da velocidade .....	21
3.3.1	Malha de regulação de Fluxo .....	24
3.3.2	Malha de regulação de Velocidade .....	26
3.3.3	Malha de regulação de Corrente .....	28
3.4	Análise do Desempenho do Esquema de Regulação ...	30
3.5	Conclusões .....	40

Capítulo 4 ESTIMACAO DE FLUXO ROTORICO POR OBSERVADOR

4.1	Introdução .....	41
4.2	Teoria do Observador de Ordem Reduzida .....	41
4.3	Observador de Fluxo Rotórico de Ordem Reduzida ..	45
4.3.1	Determinação da Matriz de Ganho .....	47
4.3.2	Posicionamento dos Pólos do Observador .....	49
4.3.3	Discretização do observador de Fluxo Rotórico	58
4.3.4	Discussão sobre a Estimação do Fluxo Rotórico .	59

Capítulo 5 PROJETO E SIMULACAO DO SISTEMA

5.1	Introdução .....	65
5.2	Projeto dos Reguladores Discretos .....	65
5.3	Escolha dos Parâmetros dos Reguladores .....	69
5.3.1	Parâmetros do Regulador de Fluxo .....	70
5.3.2	Parâmetros dos Reguladores de Correntes .....	72
5.4	O Inversor PWM regular simétrico .....	74
5.5	Representação do Pré-Filtro Analógico .....	76
5.6	Resultado da Simulação do Sistema .....	77

Capítulo 6 OBSERVADOR COM IDENTIFICACAO DOS PARAMETROS

6.1	Introdução .....	85
6.2	Formulação do Observador/Identificador .....	86
6.3	O Observador/Identificador desacoplado .....	88
6.4	Observador/Identificador para Motor de Indução ..	92
6.5	Discussão dos Resultados Computacionais .....	98

Capítulo 7	<u>CONCLUSÃO GERAL</u>	
	Conclusões Gerais .....	103
Anexo 1	Motor de Indução Trifásico Simétrico e Transformação de Park .....	105
Anexo 2	Parâmetros do Motor .....	110
Anexo 3	Influência do Atraso Computacional .....	111
	Bibliografia .....	114

## RESUMO

Os sistemas de controle vetorial de alto desempenho baseados em microprocessadores são muito usados em aplicações industriais. O sucesso dos esquemas de controle vetorial depende do conhecimento da posição e da magnitude do vetor fluxo rotórico. Este trabalho apresenta o modelamento, controle do motor de indução por campo orientado direto com estimação do fluxo rotórico por observador.

A partir do modelo contínuo idealizado do motor de indução na forma de variáveis de estado, um modelo discreto é derivado e analisado. Com o auxílio das condições de controle desacoplado a estratégia de campo orientado é mencionada. Os reguladores de fluxo, corrente e velocidade são projetados e os resultados da simulação da estratégia de campo orientado direto são apresentados usando o fluxo real.

A teoria do observador de reduzida é apresentada e o observador de fluxo rotórico de ordem reduzida para o motor de indução é derivado. A matriz de ganho do observador e o posicionamento dos polos em função da velocidade do motor são propostos. O observador de fluxo rotórico é discretizado.

Em seguida, para levar em conta o atraso computacional, os reguladores de fluxo e corrente são discretizados. As funções de transferência do sistema são obtidas usando a transformada Z modificada. O critério de Jury e os diagramas polares são usados para selecionar os parâmetros dos controladores de fluxo e



corrente. A simulação discreta do sistema acionamento completo é apresentada. Considerando a dependência paramétrica do observador, um observador/identificador baseado no observador estendido de Luenberger é formulado para estimação do fluxo rotórico combinada com a identificação da constante de tempo do rotor. Os resultados da computação do observador/identificador são dados.

## **ABSTRACT**

Microprocessor based high-performance Vector Control Systems for Induction Motor drives are widely employed in industrial applications. The success of the vector control schemes depends upon the knowledge of the instantaneous position of the rotor flux vector. This work presents the Modeling, Control and Estimation of Direct Vector Controlled Induction Motor Drive based on a Rotor Flux Observer.

Starting with a State Variable Model for an Idealized Induction Motor, a discrete model of the motor is derived and analyzed. With the aid of Decoupling Control conditions, the strategy of Direct Vector Control is mentioned. The flux, speed and current PI controllers are designed and the simulation results of Direct Vector Control strategy are presented using calculated real flux.

The theory of Reduced Order Observer is presented and the Reduced Order Rotor Flux Observer for the Induction Motor is derived. The observer gain matrix is determined and the techniques of Dynamic Pole Placing as a function of the rotor speed are proposed. The Rotor Flux Observer is discretized.

In order to take into account computational delay, the flux and the current controllers are discretized. The system transfer functions are obtained using the Modified Z - transforms. The Jury criteria and the Polar Diagrams are used to select the

parameters of the flux and currents controllers. The complete discrete simulation of the rotor flux observer-based direct vector-controlled induction motor drive is presented. Considering the parametric dependence of the Observer, an augmented Observer/Identifier based on the Luenberger Extended Observer is formulated for the rotor flux estimation combined with the identification of the rotor time constant. The results of computation of the observer/identifier are given.

## AGRADECIMENTO

A todos aqueles que contribuíram de forma direta ou indireta com ações concretas ou palavras de incentivo para realização deste trabalho.

Ao Prof. Narpat Singh Gehlot pela orientação e ajuda no desenvolvimento do trabalho.

Ao Prof. Antonio Marcus Nogueira de Lima pelas várias observações e sugestões.

A todos os meus colegas do curso de mestrado pelas discussões que travamos e que me ajudaram a refletir sobre os destinos da Universidade e da geração da Tecnologia em nosso país.

A Fundação Universidade do Amazonas e a Capes pelas condições oferecidas para a realização do Curso de Mestrado.

## INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1 - Sistema de Acionamento de Motores .....	2
FIGURA 2.1 - Amostragem com pulso e segurador de ordem zero ..	9
FIGURA 2.2 - Erro de discretização .....	15
FIGURA 2.3 - Erro de discretização .....	16
FIGURA 3.1 - Representação dos eixos de referência .....	19
FIGURA 3.2 - Sistema de acionamento do motor de indução .....	23
FIGURA 3.3 - Diagrama de blocos da função de transferência do fluxo rotórico .....	24
FIGURA 3.4 - Diagrama de blocos da malha de regulação de fluxo	25
FIGURA 3.5 - Diagrama de blocos da função de transferência de velocidade .....	26
FIGURA 3.6 - Diagrama de blocos da malha de regulação de velocidade .....	27
FIGURA 3.7 - Diagrama de blocos das funções de transferência das correntes .....	29
FIGURA 3.8 - Diagrama de blocos da malha de regulação de corrente .....	30
FIGURA 3.9 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando a vazio.....	34
FIGURA 3.10 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando a vazio .....	35
FIGURA 3.11 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando com carga nominal .....	36
FIGURA 3.12 - Desempenho da regulação de velocidade para o	

motor operando com carga nominal .....	37
FIGURA 3.13 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando a vazio .....	38
FIGURA 3.14 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando a vazio .....	39
FIGURA 4.1 - Diagrama de blocos do observador .....	42
FIGURA 4.2 - Autovalores da matriz $A(wm)$ .....	50
FIGURA 4.3 - Coeficiente da $g_1$ matriz de ganho $G$ - caso 1 ...	52
FIGURA 4.4 - Coeficiente $g_2$ da matriz de ganho $G$ - caso 1 ...	53
FIGURA 4.5 - Coeficiente $g_1$ da matriz de ganho $G$ - caso 2a ..	54
FIGURA 4.6 - Coeficiente $g_2$ da matriz de ganho $G$ - caso 2a ..	55
FIGURA 4.7 - Coeficiente $g_1$ da matriz de ganho $G$ - caso 2b ..	56
FIGURA 4.8 - Coeficiente $g_2$ da matriz de ganho $G$ - caso 2b ..	57
FIGURA 4.9 - Fluxo rotórico real e estimado nos eixos $\alpha$ e $\beta$ partida no motor - caso 1 .....	61
FIGURA 4.10 - Fluxo rotórico real e estimado nos eixos $\alpha$ e $\beta$ partida do motor - caso 2a .....	62
FIGURA 4.11 - Fluxo rotórico real e estimado nos eixos $\alpha$ e $\beta$ partida no motor - caso 2c .....	63
FIGURA 5.1 - Representação do atraso computacional .....	66
FIGURA 5.2 - Malha de regulação de fluxo .....	66
FIGURA 5.3 - Malha de regulação discreta de velocidade .....	67
FIGURA 5.4 - Malha de regulação discreta das correntes .....	68
FIGURA 5.5 - Resposta harmônica da malha de fluxo .....	72
FIGURA 5.6 - Resposta harmônica da malha de corrente .....	73
FIGURA 5.7 - Modulação PWM regular simétrica .....	75
FIGURA 5.8 - Diagrama em blocos do software do sistema de	

	controle digital da velocidade do motor.....	78
FIGURA 5.9	- Desempenho do sistema de regulação da velocidade discretizado caso - 1 .....	80
FIGURA 5.10	- Desempenho do sistema de regulação da velocidade discretizado - caso 2 .....	81
FIGURA 5.11	- Fluxo rotórico real e estimado nos eixos $\alpha$ e $\beta$ quando ocorre a reversão da velocidade do motor	82
FIGURA 5.12	- Desempenho do sistema de regulação da velocidade quando ocorre uma variação da resistência rotórica .....	83
FIGURA 6.1	- Operação do observador/identificador do modo assíncrono .....	96
FIGURA 6.2	- Fluxograma do algoritmo numérico do observador/identificador .....	97
FIGURA 6.3	- Magnitude do vetor fluxo rotórico real e estimado e identificação da constante rotórica inversa do tempo .....	99
FIGURA 6.4	- Transitório do erro de magnitude do vetor fluxo rotórico e da constante rotórica inversa .....	100
FIGURA 6.5	- Transitório do erro de magnitude do vetor fluxo rotórico e da constante rotórica inversa .....	101
FIGURA A3.1	- Função de transferência com retardo.....	111

## NOMECLATURA

Te	Torque eletromagnético	[Nm]
Tl	Torque de carga	[Nm]
J	Momento de inércia	[Nm.s <sup>2</sup> /rad]
F	Coefficiente de atrito	[Nm.s/rad]
wm	Velocidade angular	[rad/s]
rs	Resistência estatorica	[Ω]
rr	Resistência rotórica	[Ω]
ls	Indutância estatórica	[H]
lr	Indutância rotórica	[H]
lm	Indutância mútua	[H]
Vsd, Vsq	Tensões estatóricas referencial síncrono.	
Vsa, Vsβ	Tensões estatóricas referencial estacionário.	
Isd, Isq	Correntes estatóricas referencial síncrono.	
Isa, Isβ	Correntes estatóricas referencial estacionário.	
Φrd, Φrq	Componentes do fluxo rotórico, ref. girante.	
Φr	Magnitude do vetor fluxo rotórico.	
δ	Angulo do vetor fluxo rotórico	
Ts	Periodo de amostragem	
τp	Largura de pulso	
Tp	Constante de tempo do processo	
Tc	Constante de tempo da corrente estatórica	
Tv	Constante de tempo mecânica	
Tr	Constante de tempo rotórica	
εc	Atraso de computação	



$\tau_c$	Retardo puro
$\epsilon_f$	Coefficiente de amortecimento do filtro
$W_f$	Frequência de corte do filtro
$W_{sl}$	Velocidade de escorregamento
$P_i$	Autovalor complexo
$\Phi(\omega_m, T_s)$	Matriz de transição
$A(\omega_m)$	Matriz do sistema
$W_e$	Velocidade angular de um referencial arbitrário
$K_c$	Numero de periodos
$K_e$	Coefficiente de proporcionalidade do torque
$K_t$	Coefficiente de proporcionalidade da corrente
$E_i$	Estimativas dos estados $i = 1, 2, \dots, 5.$
$\hat{v}$	Estimativa da variável $v$
$h_i$	Autovalor da matriz $F$
$P$	Numero de pares de pólos
$R$	Matriz de erros.
$G$	Matriz de ganhos
$T$	Matriz de transformação
$x(t)$	Vetor de estado
$y(t)$	Vetor de saída
$u(t)$	Vetor de entrada

## 1. INTRODUÇÃO GERAL

### 1.1 TÉCNICAS DE CONTROLE MODERNO EM ACIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO

O grande desenvolvimento nos últimos anos em microeletrônica e eletrônica de potência tornou possível a implementação de complexas estratégias para vários tipos de acionamentos de motores usando teoria moderna de controle. Ultimamente, diversos tipos de acionamento de motores, para diversas aplicações são controlados por microprocessadores. Particularmente, o emprego dos sistemas de acionamento de motores controlados por computador vem sendo ampliado continuamente devido as seguintes razões :

- 1 - a necessidade de satisfazer um rigoroso critério de desempenho
- 2 - o uso de microprocessadores permite a programabilidade e flexibilidade do sistema de acionamento do motor
- 3 - o baixo custo dos microprocessadores (VLSI e DSP) permitem a implementação de estratégias com custo razoável

Um sistema acionamento de motores consiste dos seguintes elementos : fonte de potência, conversor de potência, motor, e controlador como mostrado na figura 1.1. O conversor de potência é o bloco funcional do sistema de acionamento que fornece a a corrente ou a tensão de alimentação do motor e cuja amplitude e frequência do sinal entregue ao motor podem ser variados. Neste trabalho, o conversor simulado será um inversor de tensão com

modulação por largura de pulso. O controlador tem as seguintes funções básicas: geração da lei de controle, processamento de sinais, detecção das condições do acionamento e geração dos pulsos de gatilhamento. Diversos aspectos de controle, detecção, identificação e estimação dos sistemas de acionamentos de motores foram elaborados [2, 9, 15, 19, 21, 35, 45].

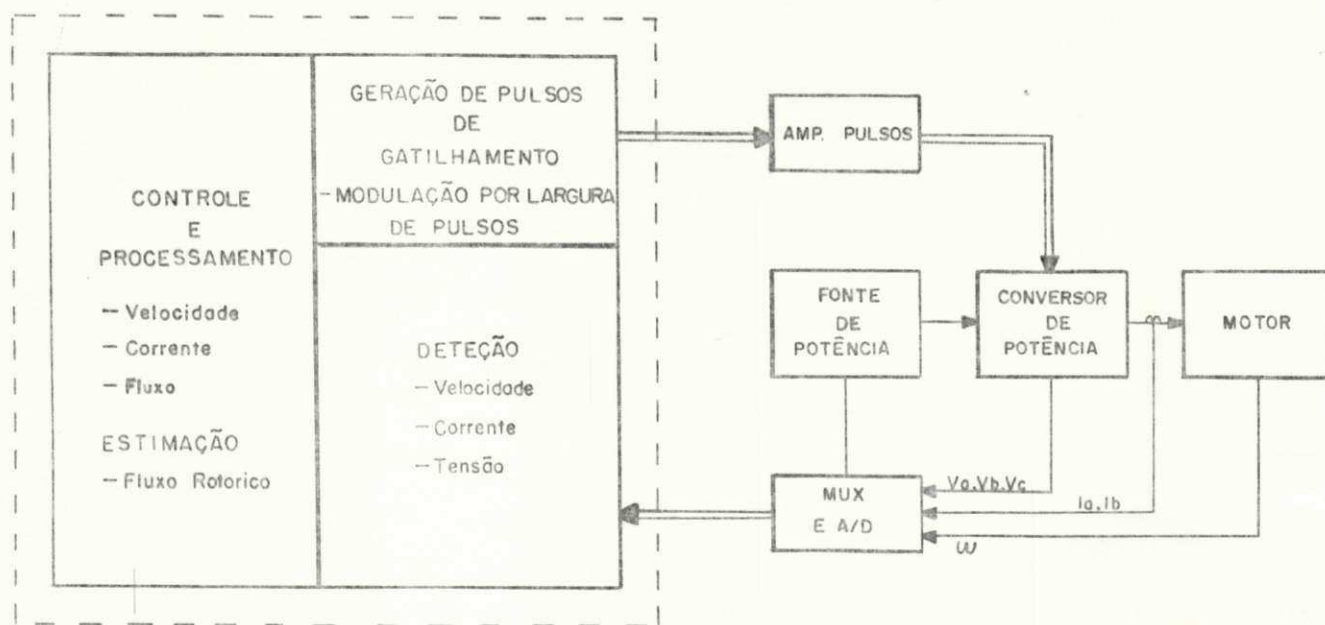


Figura 1. - Sistema de acionamento de motores.

Por outro lado, a simulação por computadores digitais vem aumentando de importancia em vários campos do conhecimento, tanto teórico quanto aplicado. Em especial, no que se refere ao controle de motores esta permite ao projetista testar várias especificações para os componentes no computador digital usando para isto, simplesmente, modelos matemáticos apropriados para descrever o comportamento do sistema físico ou processo.

## 1.2 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

O controle vetorial de motores nos últimos anos tem sido largamente utilizado para acionamentos de alto desempenho. Contudo, para alcançar um controle de alto desempenho do motor de indução é necessário conhecer precisamente o vetor de fluxo rotórico em qualquer instante. Desta forma, o controle vetorial indireto tem sido usado extensivamente na indústria devido ao fato de que a posição do vetor fluxo rotorico é facilmente obtida pela integração da soma da velocidade de escorregamento mais a velocidade do motor [21]. Entretanto, este método sofre a desvantagem de ser sensível a variação dos parâmetros do motor, especialmente a resistência rotórica que varia consideravelmente com a temperatura do motor. Por outro lado, o controle vetorial direto é menos sensível a variação dos parâmetros uma vez que, o vetor fluxo rotórico pode ser medido ou estimado a partir dos valores terminais do motor (tensão, corrente e velocidade) [21,35]. Recentemente, a estimação do fluxo rotórico é mais usada ao invés da medição. Vários trabalhos sobre estimação de fluxo rotórico por observador foram publicados [3,5,15,17,39]. Todos com a alocação de polos fixa, a qual na partida do motor gera erros de magnitude e fase na estimação do fluxo rotórico inaceitáveis para controle do motor.

O objetivo deste trabalho é a simulação de um sistema de acionamento com o motor de indução por campo orientado direto com a estimação do fluxo rotórico por observador de ordem reduzida com alocação de polos variando em função da velocidade do motor.

### 1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A organização do trabalho está dividida da seguinte forma: no capítulo 2 apresenta-se o modelo matemático do motor de indução e discute-se um método geral de discretização do modelo analisado; no capítulo 3 apresenta-se a estratégia de campo orientado direto e projeta-se reguladores para um esquema proposto de controle da velocidade do motor assumindo condições idealizadas. Para a implementação da estratégia de controle por campo orientado direto necessita-se do conhecimento do vetor fluxo rotórico, por isso, no capítulo 4 projeta-se um observador de ordem reduzida para a estimação do fluxo rotórico; no capítulo 5 projeta-se os reguladores discretos para a simulação do sistema de regulação de velocidade estudado por microcomputador considerando os atrasos computacionais. Uma simulação do sistema completo é realizada. Os observadores utilizados neste estudo geram erros na estimação do fluxo quando ocorre uma variação paramétrica, no capítulo 6, apresenta-se o observador estendido que reduz a sensibilidade a variações paramétricas aumentando a robustez da estimação do fluxo rotórico. Por fim no capítulo 7 apresenta-se as conclusões gerais do trabalho.

## 2. MODELAMENTO MATEMATICO DO MOTOR DE INDUÇÃO

### 2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresenta-se um modelo discreto do motor de indução derivado a partir do modelo contínuo do motor com representação em variáveis de estado . O cálculo da matriz de transição e a escolha do período de amostragem são tratados.

### 2.2 - MODELO CONTINUO DO MOTOR DE INDUÇÃO

O desempenho dinâmico de uma máquina CA é bastante complexo por causa do efeito de acoplamento entre as fases do estator e do rotor, onde o coeficiente de acoplamento varia com a posição do rotor [7]. Para dedução do modelo matemático do motor de indução trifásico, admite-se as seguintes hipóteses simplificadoras :

- a. Os enrolamentos do rotor e do estator são simétricos, o entreferro é uniforme e o efeito das ranhuras é desprezível.
- b. A saturação do circuito magnético, a histerese e as correntes de Foucault são desprezíveis.

A partir destas hipóteses determina-se o seguinte modelo

matemático matricial para os circuitos eletromagnéticos do motor [23].

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (2.1)$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (2.2)$$

onde :

$[v_s]$  é o vetor das tensões estatóricas

$[v_r]$  é o vetor das tensões rotóricas,  $[v_r] = 0$  para motor com rotor em gaiola de esquilo;

$[i_s]$ ,  $[i_r]$  são respectivamente os vetores de correntes estatóricas e rotóricas.

$[\Phi_s]$ ,  $[\Phi_r]$  são respectivamente os fluxos totais nos enrolamentos do estator e do rotor.

$[R_s]$ ,  $[R_r]$  são respectivamente as matrizes de resistências do estator e do rotor.

Aplicando a transformação de Park modificada do anexo 1 nas equações (2.1) e (2.2), o modelo matemático para os circuitos eletromagnéticos do motor de indução alimentado em tensão em eixos mutuamente desacoplados (direto e de quadratura) pode ser expresso num referencial arbitrário (girante ou estacionário) dado por [23]:

$$\dot{i}_{sd} = a_{11} \cdot i_{sd} + a_{12} \cdot i_{sq} + a_{13} \cdot \Phi_{rd} + a_{14} \cdot \Phi_{rq} + b_{11} \cdot v_{sd} \quad (2.3a)$$

$$\dot{i}_{sq} = a_{21} \cdot i_{sd} + a_{22} \cdot i_{sq} + a_{23} \cdot \Phi_{rd} + a_{24} \cdot \Phi_{rq} + b_{22} \cdot v_{sq} \quad (2.3b)$$

$$\dot{\Phi}_{rd} = a_{31} \cdot i_{sd} + a_{32} \cdot i_{sq} + a_{33} \cdot \Phi_{rd} + a_{34} \cdot \Phi_{rq} \quad (2.3c)$$

$$\dot{\Phi}_{rq} = a_{41} \cdot i_{sd} + a_{42} \cdot i_{sq} + a_{43} \cdot \Phi_{rd} + a_{44} \cdot \Phi_{rq} \quad (2.3d)$$

onde :

$$\begin{aligned}
 a_{11} &= a_{22} = -r_s \cdot A_r - \theta_r \cdot l_m \cdot A_m & a_{31} &= a_{42} = \theta_r \cdot l_m \\
 a_{12} &= -a_{21} = w_e & a_{32} &= a_{41} = 0 \\
 a_{13} &= a_{24} = \theta_r \cdot A_m & a_{33} &= a_{44} = -\theta_r \\
 a_{14} &= -a_{23} = A_m \cdot w_m & a_{34} &= -a_{43} = w_e - w_m = w_s \\
 b_{11} &= b_{22} = A_r
 \end{aligned}$$

com  $A = l_s \cdot l_r - l_m^2$ ,  $A_r = l_r/A$ ,  $A_m = l_m/A$ ,  $\theta_r = 1/T_r = r_r/l_r$ ;

As equações do torque e da velocidade de rotação (equações mecânicas) podem ser expressas, como :

$$T_e = \frac{p}{2} \cdot \frac{l_m}{l_r} \cdot (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (2.4)$$

$$\frac{dW_m}{dt} = \frac{T_e - T_l - F \cdot W_m}{J} \quad (2.5)$$

### 2.3 - REPRESENTAÇÃO DO MODELO ATRAVÉS DE VARIÁVEIS DE ESTADO

A representação por variáveis de estado é a maneira natural e conveniente [22] para análise de um sistema por computador. Este método pode ser aplicado a sistemas lineares (variantes e invariantes no tempo) e a certos tipos de sistemas não lineares. As equações (2.3a-c) do motor de indução, mostradas acima, podem ser representadas na forma de variáveis de estado com  $x(t)$  sendo o vetor de estado,  $u(t)$  o vetor de entradas e  $A(w_m)$  a matriz do sistema que é dependente da velocidade. Como :



$$\dot{x}(t) = A(\omega_m).x(t) + B.u(t) \quad (2.6a)$$

$$\begin{aligned} x(t) &= [x_1(t) \quad x_2(t) \quad x_3(t) \quad x_4(t)]^T \\ &= [i_{sd}(t) \quad i_{sq}(t) \quad \Phi_{rd}(t) \quad \Phi_{rq}(t)]^T \end{aligned} \quad (2.6b)$$

$$u(t) = [u_{sd}(t) \quad u_{sq}(t)]^T \quad (2.6c)$$

$$A(\omega_m) = [a_{ij}] \quad i, j = 1, 2, 3, 4.$$

$$B = [b_{mn}] \quad m = 1, \dots, 4 \quad e \quad n = 1, 2.$$

Com a velocidade do motor variando no tempo as equações eletromagnéticas são não lineares. Entretanto, para velocidade constante, o modelo torna-se linear. A equação do torque como resulta do produto de duas variáveis (fluxo rotórico, corrente estatórica), em qualquer dos casos, é não linear.

#### 2.4 - DISCRETIZAÇÃO DO MODELO

O avanço nos últimos anos da tecnologia VLSI e microprocessadores está tornando possível a implementação de estratégias de controle das máquinas bastante sofisticadas através do computador. Para implementação destas estratégias através de microprocessadores precisamos obter a partir das equações diferenciais que representam o comportamento dinâmico do sistema contínuo, as equações de diferenças equivalentes. O sistema dinâmico representado acima tem a seguinte solução geral [22]:

$$x(t) = \Phi(\omega_m, t) \cdot x(0) + \int \Phi(\omega_m, t-\tau) \cdot B \cdot u(\tau) \cdot d\tau \quad (2.7)$$

Para um sistema de controle digital o vetor de estado  $x(t)$  é amostrado em intervalos regulares de tempo  $kT$  (período de amostragem). Desta forma, considerando que a velocidade é medida e com a hipótese de que esta permanece constante durante o período de amostragem  $T_s$  (onde  $T_s$  é menor do que a menor constante de tempo do motor), a equação do motor torna-se linear e variante e a matriz  $\Phi(\omega_m, T_s)$  é somente função de  $\omega_m$  e o vetor de estado discreto  $x(k)$  pode ser calculada progressivamente por :

$$x(k+1) = \Phi(\omega_m, T_s) \cdot x(k) + \int \Phi(\omega_m, (k+1) \cdot T_s - \tau) \cdot B \cdot u(\tau) \quad (2.8)$$

Se a entrada  $u(\tau)$  é produzida por um elemento segurador (hold) de ordem zero, como na figura 2.1

$$u(\tau) = u(kT) , \quad kT < \tau < (k+1) \cdot T \quad (2.9)$$

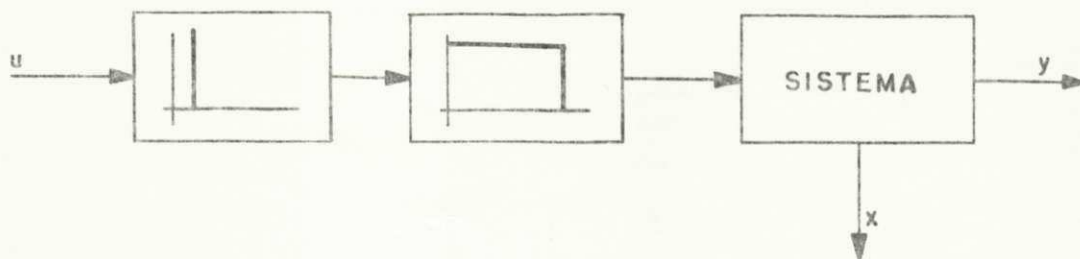


Figura 1 - Amostragem com pulso e segurador de ordem zero.

a equação de diferença para o sistema é obtida :

$$x(k+1) = \Phi(wm, Ts) \cdot x(k) + \Gamma(wm, Ts) \cdot u(k) \quad (2.10)$$

onde :

$$\Phi(wm, Ts) = \text{EXP}(A(wm) \cdot Ts) \quad (2.11)$$

e,

$$\Gamma(wm, Ts) = \int \Phi(wm, \tau) \cdot B \cdot d\tau \quad (2.12)$$

Para o cálculo da matriz de transição  $\Phi(wm, Ts)$ , onde  $\Phi(wm, Ts)$  é a série exponencial :

$$e^{A(wm) \cdot Ts} = I + A(wm) \cdot Ts + \frac{A^2(wm) \cdot Ts^2}{2!} + \dots + \frac{A^\mu(wm) \cdot Ts^\mu}{\mu!} + \dots \quad (2.13)$$

aproxima-se  $e^{A(wm) \cdot Ts}$  pelos primeiros  $N + 1$  termos resultando em

$$e^{A(wm) \cdot Ts} \approx I + A(wm) \cdot Ts + \frac{A^2(wm) \cdot Ts^2}{2!} + \dots + \frac{A^N(wm) \cdot Ts^N}{N!} = M \quad (2.14)$$

cuja matriz de erro  $R$  é determinada a partir da diferença entre as equações (2.13) e (2.14), como :

$$R = \frac{1}{(N+1)!} \cdot (A(wm) \cdot Ts)^{(N+1)} + \frac{1}{(N+2)!} \cdot (A(wm) \cdot Ts)^{(N+2)} + \dots$$

$$\sum \frac{(A(wm) \cdot Ts)^n}{n!} \quad (2.15)$$

Embora existam vários métodos numéricos propostos para

avaliação de  $e^A$  [27], como método de cálculo "preciso" da matriz de transição usou-se em algumas simulações o método de Plant [31], uma vez que este método apresenta boas condições de convergência para os casos analisados neste trabalho, e comparou-se com os resultados obtidos com a série exponencial truncada com um período de amostragem  $T_s$  pequeno, uma vez que este último método é mais adequado para implementação em tempo real quando o número de termos da série também é pequeno. Notou-se desta comparação que os resultados eram quase idênticos.

Um ponto importante é a escolha do período de amostragem, que é fundamental para o desempenho adequado de sistemas controlados por computador. Esta escolha depende de fatores tais como: método de reconstrução do sinal e finalidade do sistema. Segundo Astrom [4] um critério razoável para seleção seria o erro entre o sinal original e o sinal reconstruído. Contudo, neste trabalho utiliza-se um critério sugerido por Ackerman [1] no qual o período de amostragem é escolhido como:

$$T_s < \pi / 4 \cdot |p_i| \quad (2.16)$$

onde :

$$p_i = \text{sqrt}(\sigma_i^2 + w_i^2)$$

$p_i$  --> autovalor complexo  $i$  mais afastado do semi-plano esquerdo.

Assim a regra pode ser também aplicada para autovalores reais,  $s_i = \sigma_i$ .

Para escolha do período de amostragem, calcula-se em primeiro lugar os autovalores da matriz  $A(\omega_m)$  fazendo a velocidade do motor variar entre 0 e 360 rad/s, considera-se ainda que

o motor está num referencial estacionário  $\omega_e = 0$  os resultados obtidos são colocados na tabela 1. abaixo :

TABELA 01 - AUTOVALORES DA MATRIZ A(Wm)

Velocidade rad/s	Polos	Polos
0	<u>-293.5</u> e -5.20	<u>-293.5</u> e -5.20
20	-293.2 ± 9.9i	-5.5 ± 10.0i
40	-292.1 ± 19.8i	-6.6 ± 20.1i
60	-290.4 ± 29.8i	-8.3 ± 30.2i
80	-287.9 ± 34.7i	-10.8 ± 40.3i
100	-284.6 ± 49.6i	-14.1 ± 50.4i
120	-280.5 ± 59.5i	-18.2 ± 60.5i
140	-275.4 ± 69.4i	-23.3 ± 70.6i
160	-269.3 ± 79.3i	-29.4 ± 80.7i
180	-262.0 ± 89.2i	-36.6 ± 90.8i
200	-253.2 ± 99.0i	-45.5 ± 101.0i
220	-242.6 ± 87.8i	-56.1 ± 111.2i
240	-229.3 ± 118.5i	-69.4 ± 121.5i
260	-211.8 ± 127.8i	-87.0 ± 136.2i
280	-184.1 ± 135.8i	-114.6 ± 144.2i
300	-153.1 ± 108.5i	-145.6 ± 191.5i
320	-153.0 ± 90.6i	-147.0 ± 229.4i
340	-151.3 ± 80.0i	-147.4 ± 260.7i
360	-151.0 ± 72.2i	-147.6 ± 287.7i

Portanto, avaliando-se os valores da tabela 1, e aplicando-se o critério de Ackerman para escolha do período de amostragem  $T_s$ , tem-se :

$$T_s \leq \frac{\pi}{4 \cdot 293.5} = 2.68 \text{ ms.} \quad (2.17)$$

Desta maneira, para as simulações realizadas escolheu-se  $T_s = 0.5 \text{ ms.}$

Para se ter uma medida indireta do erro cometido no processo de cálculo da matriz de transição com métodos numéricos aproximados existem algumas medidas de sensibilidade. Lima [24] propõe uma modificação da equação de sensibilidade dada no trabalho de Moler [27]. Onde o erro indireto, ou a sensibilidade do deslocamento dos pólos é dada pela seguinte equação:

$$\epsilon_{\mu_a}(i, T_s, \omega_m) = \left| \frac{\mu_e(i, T_s, \omega_m) - \mu_a(i, T_s, \omega_m)}{\mu_e(i, T_s, \omega_m)} \right| \quad (2.18)$$

$$i = 1, 2.$$

onde :

$\epsilon_{\mu_a}(i, T_s, \omega_m)$  --> erro de discretização

$\mu_e(i, T_s, \omega_m)$  --> autovalores da matriz exponencial exata

$\mu_a(i, T_s, \omega_m)$  --> autovalores da matriz exponencial aproximada

Com o período de amostragem  $T_s = 0.5 \text{ ms}$  escolhido, calcula-se o erro de discretização com a equação (2.18), fazendo a velocidade angular do motor variar de 0 a 360 rad/s, e aproximando-se a matriz exponencial pela série de potência truncada com número de termos  $N = 1$ . Em seguida plotando-se os

resultados nas figuras 2.2, 2.3.

Analisando-se as figuras 2.2 e 2.3 verifica-se que o erro percentual devido a discretização em quaisquer dos casos é máximo em torno da velocidade de 280 rad/s, nesta região nota-se que a parte real de dois dos autovalores complexos que vinha sempre aumentando com a velocidade, começa a diminuir enquanto que a parte imaginária dos outros dois autovalores começa a crescer mais rapidamente; para reduzir este erro tem-se duas alternativas: aumentar o número de termos da série mantendo-se o período de amostragem  $T_s$ , ou reduzir o tempo de amostragem mantendo o número de termos da série pequeno, pois a primeira alternativa aumenta sobremaneira a carga computacional e a segunda restringe todos os cálculos a um tempo relativamente pequeno.

Assim, o projeto de sistemas controlados por computador, envolve entre outras etapas, um compromisso de: avaliação do erro máximo admissível no processo de discretização, complexidade do algoritmo a implementar e velocidade de cálculo do microprocessador disponível.

Nas simulações optou-se pela discretização com a série exponencial truncada com dois termos  $N = 2$ , período de amostragem  $T_s = 0.5$  ms, com o qual o erro de discretização observado foi muito pequeno.

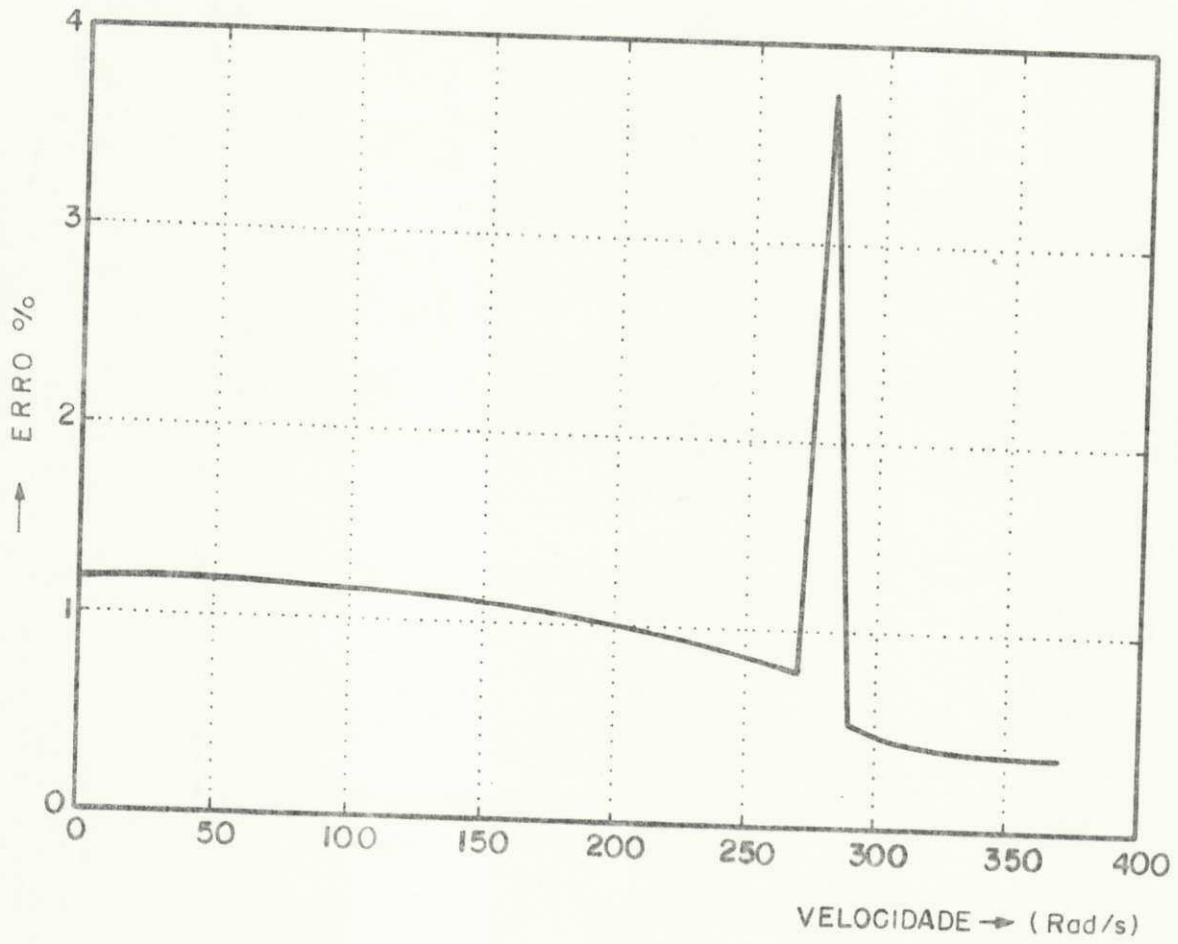


Figura 2.2 - Erro de discretização -  $\epsilon_{\mu a}(1, T_s, \omega_m)$ , para série truncada  $N=1$  e a velocidade do motor variando de 0 a 380 rad/s,  $T_s = 500 \mu s$ .



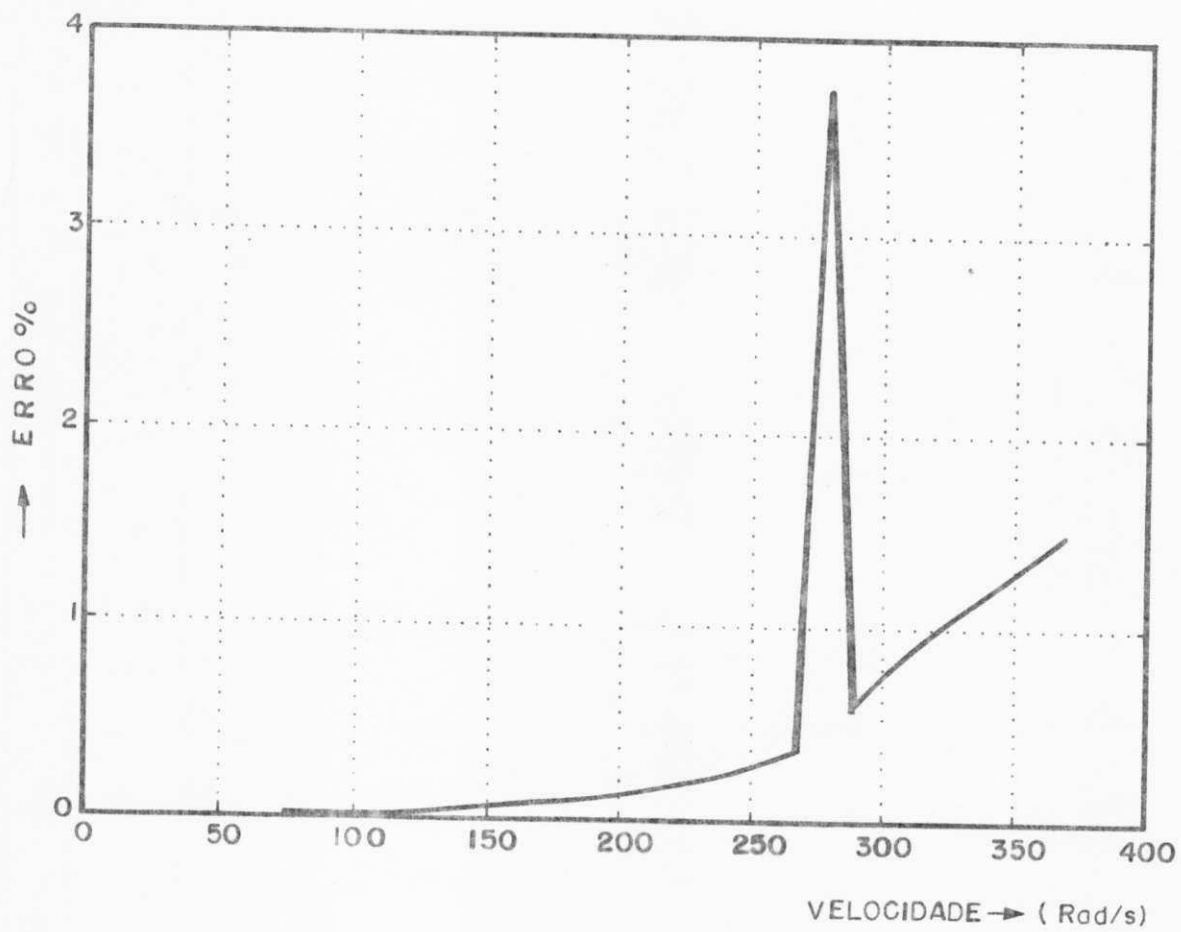


Figura 2.3 - Erro de discretização -  $\epsilon_{\mu a}(2, T_s, \omega_m)$ , para série truncada  $N=1$  e a velocidade do motor variando de 0 a 380 rad/s,  $T_s = 500 \mu s$ .

## CONCLUSOES

Neste capítulo apresentou-se um modelo matemático para o motor de indução colocado em forma de variáveis de estado, esta forma de representação é ideal para aplicações de controle moderno. Além disto, discute-se um método de discretização do modelo do motor onde dois aspectos fundamentais devem ser levados em consideração:

- (a) escolha do período de amostragem
- (b) o método numérico adequado para o cálculo da matriz de transição do sistema discreto.

Na escolha do período de amostragem fatores tais como: aumento da carga computacional, complexidade do algoritmo de controle, erro máximo admissível de discretização, reconstrução do sinal amostrado, e qualidade da regulação podem ser considerados dependendo da finalidade da aplicação.

O método numérico para o cálculo da matriz de transição é outro fator relevante para a implementação em tempo real. Optou-se pelo método de série exponencial e escolheu-se o critério de sensibilidade de erros para determinação do número de termos da série truncada.

### **3. CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO**

#### **3.1 - INTRODUÇÃO**

Neste capítulo apresenta-se a estratégia de controle do motor de indução por campo orientado direto. Os reguladores são projetados no plano contínuo considerando-se que não existem atrasos devido a aquisição de variáveis ou computação do algoritmo de controle. Os resultados obtidos para o sistema de regulação de velocidade são analisados e utilizados posteriormente para avaliação do desempenho da regulação de velocidade do sistema discreto a ser projetado no capítulo 5.

#### **3.2 - ESTRATÉGIAS DE CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO**

Apesar da técnica de campo orientado ter sido apresentada há mais de 15 anos por Hasse[41], e Blaschke[6] só recentemente com o desenvolvimento de microprocessadores mais velozes e dispositivos semicondutores de potência, vem despertando o interesse da indústria e de centros de pesquisa para implementação de acionamentos de alto desempenho para máquinas CA.

O objetivo da orientação de campo é eliminar o efeito do acoplamento inerente das máquinas CA e melhorar a resposta [7] transitória. A técnica de campo orientado possibilita que o tor-



Desta maneira, levando-se em conta que a regulação do fluxo rotórico será feita no referencial campo girante e as condições de desacoplamento citadas anteriormente tem-se:

$$w_k = w_s \quad (3.4a)$$

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad (3.4b)$$

$$\Phi_{rq} = 0 \quad (3.4c)$$

as equações (3.1), (3.2) e (3.3) podem ser reescritas como:

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = - \frac{r_r \cdot \Phi_r}{l_r} + \frac{r_r \cdot l_m \cdot i_{sd}}{l_r} \quad (3.5a)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = w_{sl} + w_m \quad (3.5b)$$

$$T_e = K_e \cdot \Phi_r \cdot i_{sq} \quad (3.5c)$$

onde :  $w_{sl} = \frac{r_r \cdot l_m \cdot i_{sq}}{l_r \cdot \Phi_r}$  e,  $K_e = (P/2) \cdot (l_m/l_r)$  .

Deste modo, as duas componentes ortogonais da corrente estática ficam mutuamente desacopladas e podem ser controladas independentemente e o motor de indução pode ser controlado como um motor de corrente contínua. A implementação da estratégia de campo orientado necessita do conhecimento exato do vetor de fluxo rotórico (magnitude, ângulo). Existem dois métodos propostos para implementação de campo orientado com regulação do fluxo rotórico:

- 1 - Método de orientação de campo indireto [41].
- 2 - Método de orientação de campo direto [6].

No método de orientação de campo indireto a posição do vetor fluxo rotórico é obtida a partir da integral da soma da velocidade do motor mais a velocidade de escorregamento.

$$\delta = \int (\omega_m + \omega_{sl}).dt + \delta_0 \quad (3.6)$$

No método de orientação de campo direto a posição do vetor fluxo rotórico é obtida a partir da medição do fluxo através de sensores colocados nos enrolamentos do motor ou estimada a partir das equações que representam o comportamento dinâmico do mesmo.

O método de campo orientado indireto, tem sido mais usado [19,36,43] pela indústria até recentemente. Contudo, este método é dependente dos parâmetros do motor, enquanto o "método de campo orientado direto" tem uma dependência menor destes parâmetros. Por isso, neste trabalho optou-se pelo método direto. Como a técnica de campo orientado requer que as correntes de controle sejam orientadas em relação ao fluxo rotórico, quaisquer erros cometidos nesta orientação podem causar a perda de controle do torque do motor. Assim, o emprego de um regulador de fluxo rápido pode compensar estes erros aumentando a robustez do sistema.

### 3.3 - SISTEMA DE ACIONAMENTO PARA REGULAÇÃO DA VELOCIDADE

O controle de um sistema pode ser implementado por uma ou mais malhas de realimentação dependendo da aplicação e dos requisitos de desempenho. O sistema de regulação de velocidade usado para simulação neste trabalho está mostrado na figura 3.2. O regulador de fluxo opera com a diferença dos módulos do vetor fluxo rotórico de referência e do vetor fluxo rotórico atual do motor, e fornece a corrente no eixo d ( $i_{sd}$ ). Similarmente, o erro

de velocidade serve de entrada para o regulador de velocidade, que fornece a corrente no eixo q (isq) responsável pelo torque de referência.

Assim, o controle de processamento é composto por tres malhas:

- 1 - Malha de regulação de fluxo.
- 2 - Malha de regulação de velocidade.
- 3 - Malha de regulação de correntes.

Para as simulações realizadas neste capítulo faz-se as seguintes hipóteses:

- Supõe-se conhecidos os valores das componentes do fluxo rotórico a cada instante de tempo o que pode ser feito por sensores do tipo : de efeito Hall e etc.. Neste capítulo o observador não será considerado.

- Por sua vez, o conversor de potência não introduz nenhum retardo e pode ser modelado por um dispositivo amplificador no qual pode se modificar a amplitude e a frequência do sinal de saída.

- Os algoritmos de controle são processados instantaneamente, assumindo que os tempos de aquisição de variáveis e de cálculos dos algoritmos são nulos.

- A velocidade e a corrente são conhecidas através de sua medição.

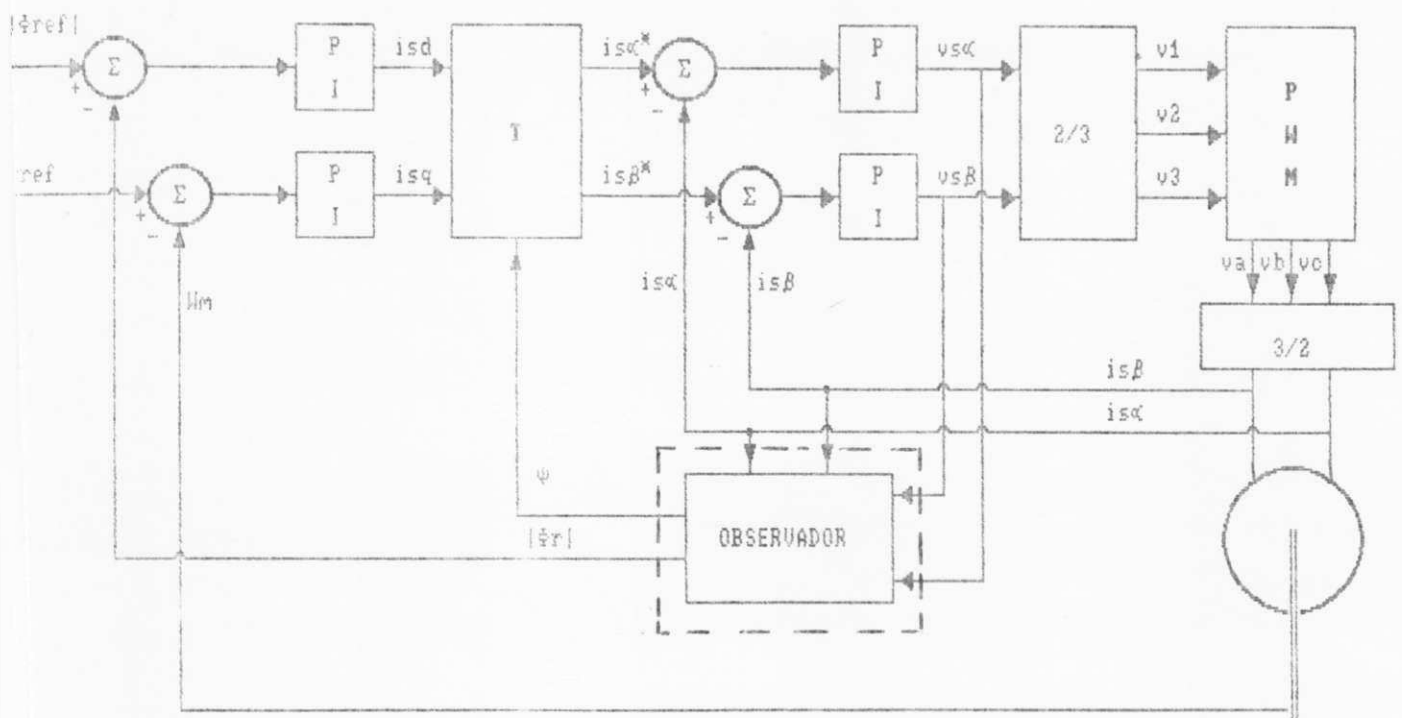


FIGURA 3.2 - Sistema completo de acionamento do motor de indução.



### 3.3.1 - MALHA DE REGULAÇÃO DO FLUXO

Considerando-se a eq. 3.5a obtém-se o diagrama de bloco da função de transferência de fluxo mostrado na figura 3.3.

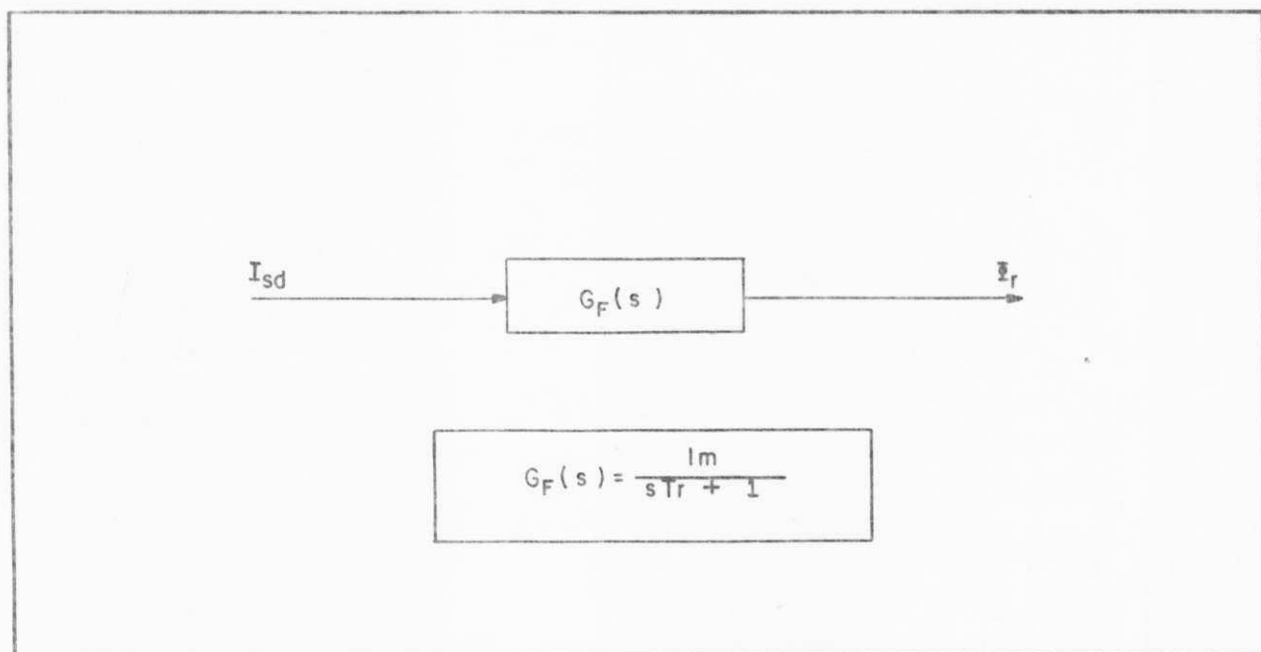


Figura 3.3 - Diagrama de bloco da função de transferência do fluxo rotórico.

A magnitude do fluxo rotórico pode ser mantida constante. Com a magnitude fixada num valor adequado, o torque eletromagnético fica diretamente proporcional a componente  $i_{sq}$  do vetor da corrente do estator. O diagrama da malha de regulação de fluxo está mostrado na figura 3.4, onde  $\Phi_r^*$  é o fluxo de referência, e  $i_{sd}$  é a componente do vetor corrente de estator responsável pelo comando de fluxo rotórico e  $C_F(s)$  é a função de transferência do regulador PI de fluxo.

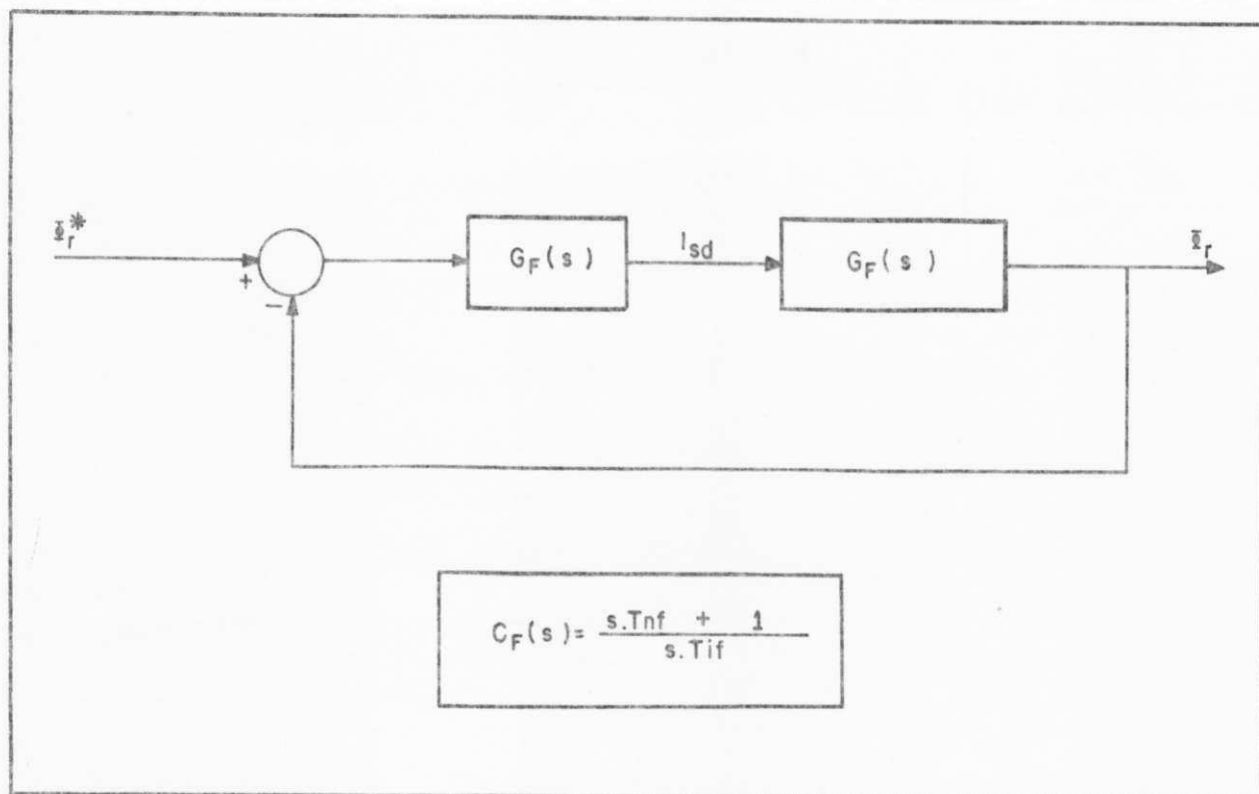


Fig. 3.4 - Diagrama de blocos da malha de regulação de fluxo

Escolheu-se o regulador PI devido ao fato de que o elemento integrador deste regulador zera o erro de regime estacionário e ainda pela facilidade de implementação do regulador. Como se sabe a introdução de um zero na origem do plano pelo regulador causa um certo atraso e a resposta do sistema fica mais lenta. "A estratégia básica para este regulador é colocar o zero do sistema em um ponto tal que com ganho suficiente, o pólo integrador do regulador PI está próximo de zero, e também o pólo devido a constante de tempo do rotor seja movido para longe o suficiente à esquerda do semi-plano que a sua constante de tempo torna-se desprezível" [42]. No caso da malha de regulação de fluxo adota-se o seguinte critério: o zero do regulador cancela o pólo da constante de tempo do motor e faz-se o pólo de malha fechada duas vezes mais rápido do que o pólo de malha aberta da função de

transferência de fluxo do motor. Neste caso, com os parâmetros do motor dados no anexo 2, obtem-se os parâmetros do regulador de fluxo :

$$T_{nf} = 99 \cdot 10^{-3}$$

$$T_{if} = 6.9 \cdot 10^{-3}$$

### 3.3.2 - MALHA DE REGULAÇÃO DA VELOCIDADE

Para síntese dos parâmetros do regulador PI de velocidade considera-se que a velocidade do motor é conhecida (medida) para  $t > t_0$  e é constante a cada intervalo de amostragem. A representação da equação mecânica (2.5) através de diagrama de bloco é mostrada na figura 3.5.

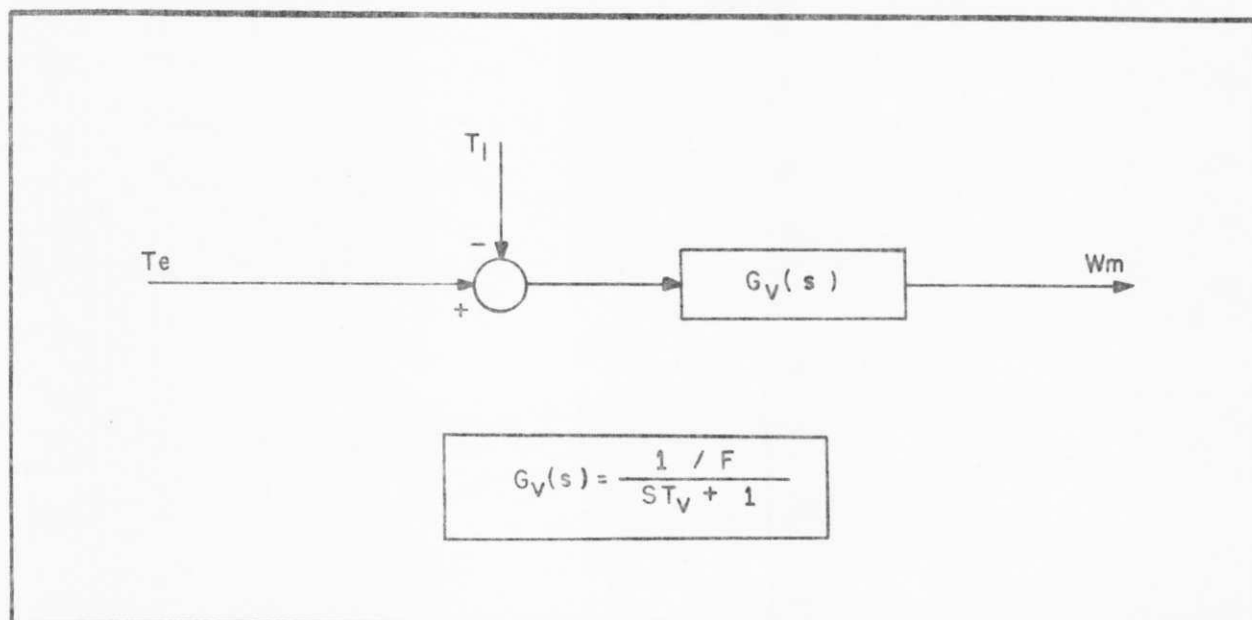


Figura 3.5 - Diagrama de bloco da função de transferência de velocidade

A malha de regulação de velocidade é mostrada na fig.6, onde  $C_V(s)$  é a função de transferência do regulador PI de velocidade.

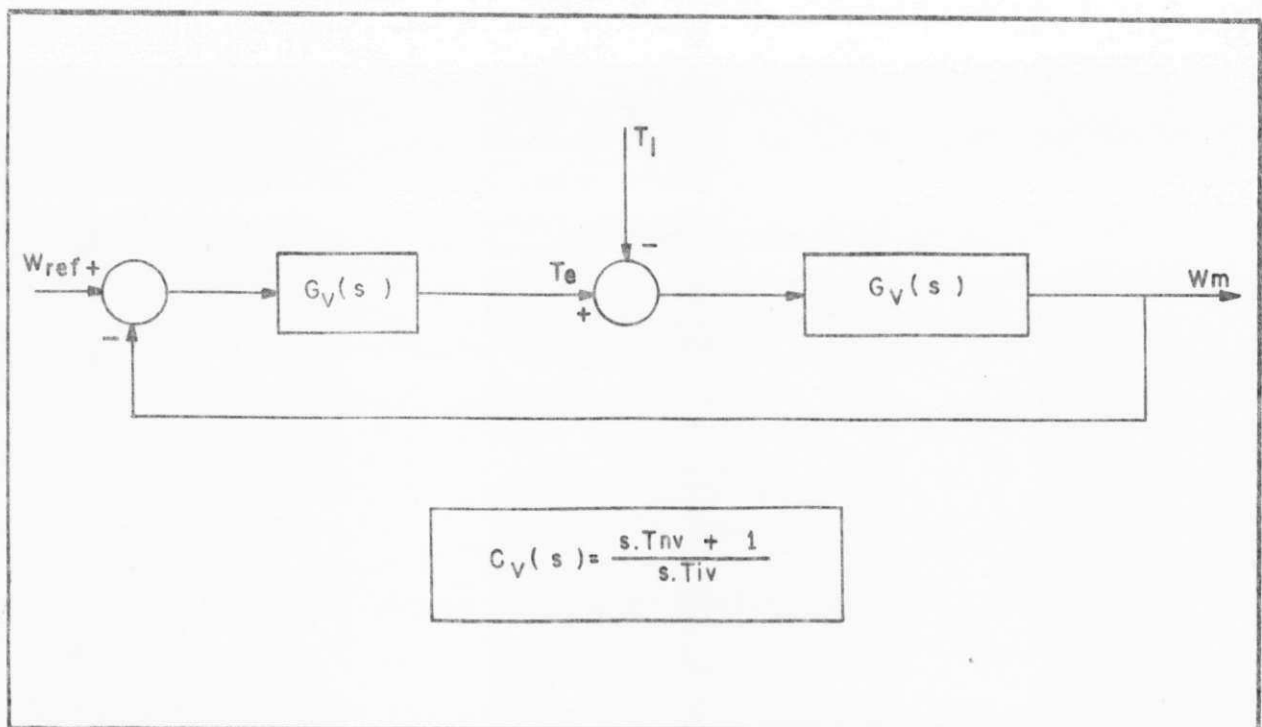


Fig. 3.6 - Diagrama de blocos da malha de reg. da velocidade

Os parâmetros do regulador PI de velocidade são escolhidos de modo que o zero do regulador cancela o pólo de malha aberta do sistema, e o polo de malha fechada é selecionado para ser dez vezes mais rápido que o polo de malha aberta da função de transferência da velocidade. Logo tem-se:

$$T_{nv} = 0.64$$

$$T_{iv} = 0.594$$

Como o sinal na saída do regulador de velocidade tem um valor idêntico ao valor do torque eletromagnético do motor e o fluxo magnético é mantido constante, obtém-se:  $i_{qs}$  dada por:

$$i_{qs} = K_t \cdot T_e \quad (3.7)$$

onde :

$$K_t = (2 \cdot l \cdot r) / (P \cdot \Phi_r \cdot l_m)$$

com os valores das correntes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  calculados e conhecendo-se

a posição do vetor fluxo rotórico pode-se posicioná-las adequadamente para o controle do motor.

### 3.3.3 - MALHA DE REGULAÇÃO DE CORRENTE.

Embora sejam as componentes das correntes de estator as variáveis que devem ser controladas para a implementação da estratégia de campo orientado, é possível controlar indiretamente estas correntes controlando a tensão terminal aplicada no motor. As correntes podem ser adequadamente posicionadas num referencial escolhido . A posição desejada do vetor de corrente é dada pelo ângulo do vetor fluxo rotórico (estimado ou medido). Considerando-se as equações (2.3a-b) para as componentes da corrente de estator e, levando-se em conta que a regulação de corrente será feita no referencial estacionário obtém-se:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = (-r_s.A_r - \theta_r.l_m.A_m).i_{s\alpha} + A_r.v_{s\alpha} + E_{s\alpha} \quad (3.8)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = (-r_s.A_r - \theta_r.l_m.A_m).i_{s\beta} + A_r.v_{s\beta} + E_{s\beta} \quad (3.9)$$

onde :

$$E_{s\alpha} = \theta_r.A_m.\Phi_{r\alpha} + A_m.w_m.\Phi_{r\beta} \quad (3.10)$$

$$E_{s\beta} = -A_m.w_m.\Phi_{r\alpha} + \theta_r.A_m.\Phi_{r\beta} \quad (3.11)$$

A partir das equações 3.8 a 3.9 , obtém-se o diagrama de bloco da função de transferência das correntes da figura 3.7 .

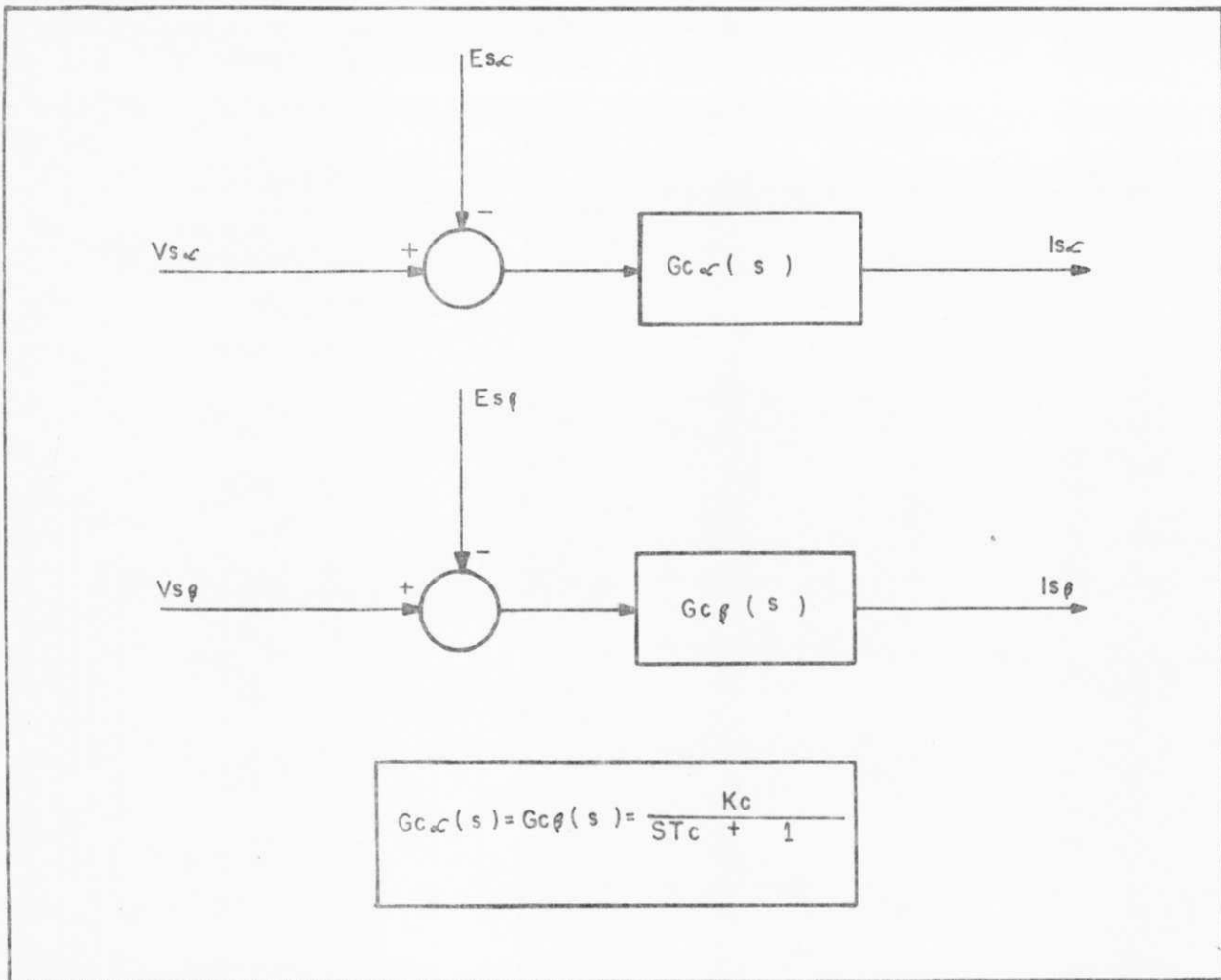


Fig. 3.7 - Diagrama de bloco das funções de transferência das correntes.

A regulação de corrente pode ser feita tanto no referencial síncrono como no referencial estático. Assim, a malha de regulação de corrente é mostrada na figura 3.8 .

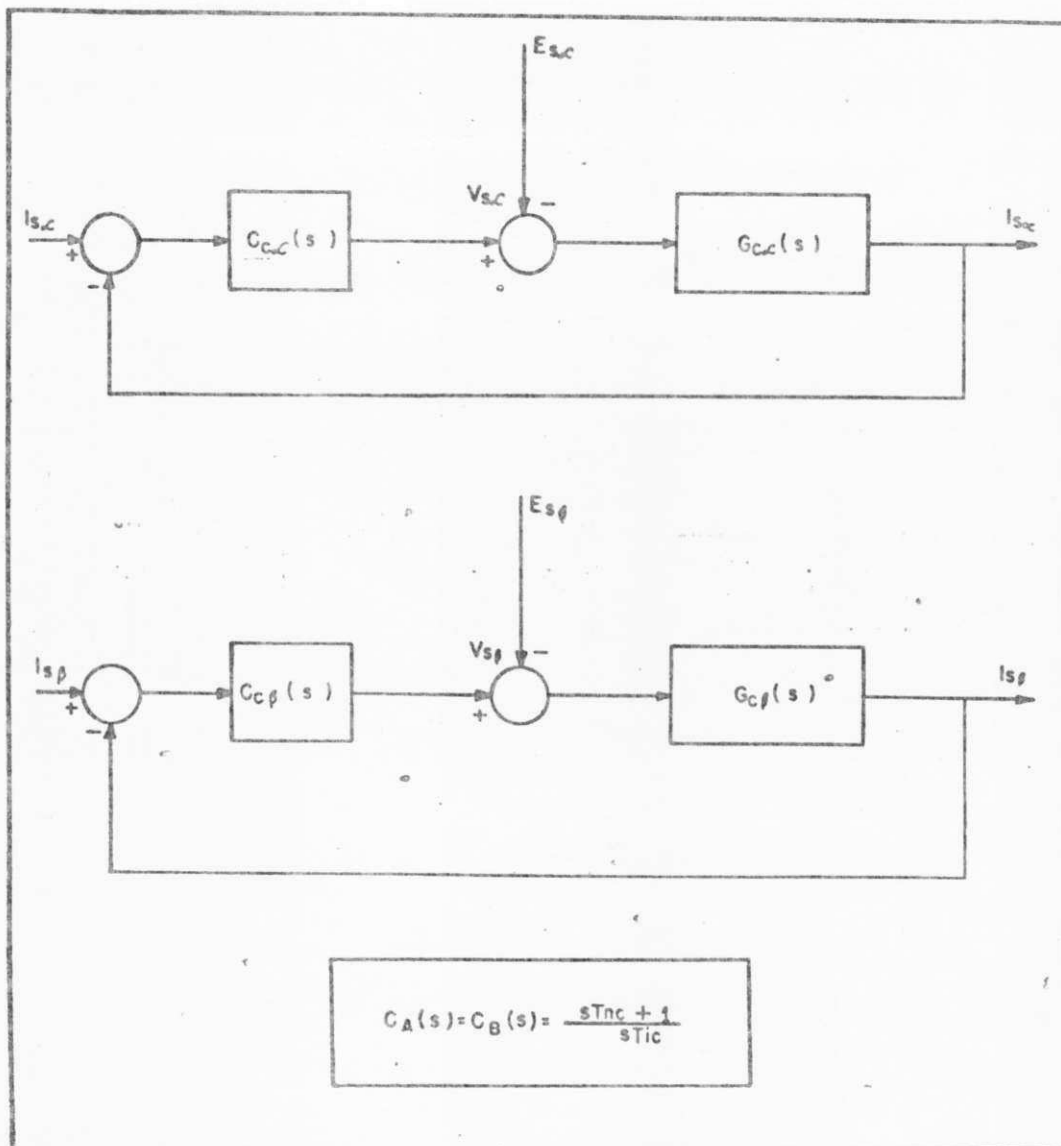


Fig. 3.8 - Diagrama de blocos da malha de reg. da corrente

O erro entre as componentes das corrente de referência e a corrente atual do motor é aplicada na entrada dos reguladores de corrente que geram as tensões terminais de controle  $v_{s\alpha}$  e  $v_{s\beta}$ .

### 3.4 - ANÁLISE DO DESEMPENHO DO SISTEMA DE REGULAÇÃO

Para avaliar o desempenho dinâmico do sistema de regulação e necessário verificar a resposta transitória e de regime

permanente do sistema de regulação de velocidade considerando que os reguladores de fluxo, corrente e velocidade foram projetados levando-se em conta as seguintes hipóteses:

a - componentes transitórias de longa duração são muito prejudiciais;

b - a redução muito lenta do erro para o valor estacionário é prejudicial; e o erro estacionário deve ser nulo.

c - erros imediatamente após a aplicação de uma entrada em degrau no sistema, inevitáveis e irredutíveis;

d - Um sobressinal grande é danoso e deve ser evitado.

Assim, verifica-se as respostas do sistema de regulação para as seguintes entradas:

1 - variação em degrau da velocidade;

2 - variação da carga em degrau;

3 - reversão da velocidade;

4 - variação senoidal da velocidade.

Para analisar o desempenho do sistema de regulação da velocidade do motor, plotou-se para cada entrada as seguintes variáveis do motor: módulo do fluxo rotórico, a corrente estatórica  $i_{s\alpha}$ , o torque eletromagnético e a velocidade. Quando o motor opera a vazio com uma velocidade de referência de 175 rad/s nota-se um pequeno sobressinal na velocidade do motor e um tempo de acomodação de aproximadamente 2 seg sendo este tempo inversamente proporcional ao valor do polo de malha fechada do regulador de velocidade como na figura 3.10. Para o motor operando a vazio com uma velocidade de referência de 17.5 rad/s fig. 3.9 observa-se que a regulação ocorre sem sobressinal e a velocidade do motor converge rapidamente para o valor de



referência. Portanto, nesta faixa de velocidade a ação do sistema de regulação de velocidade é mais efetiva.

Para avaliar a resposta dinâmica do controlador de velocidade a uma mudança subita na carga é aplica-se um degrau de carga igual ao torque nominal de 19.4 Nm no motor. Feito isto, notou-se que o desvio de velocidade é pequeno quando a máquina está operando em 175 rad/s, como mostra a figura 3.12 e que o regulador de velocidade leva um tempo de recuperação de 1.6 segundos para zerar a diferença entre a velocidade do motor e a velocidade de referência. No caso em que o motor está operando com uma velocidade de 17.5 rad/s, como na figura 3.11, nota-se que a regulação não é tão boa. Neste caso, o tempo de recuperação aumenta consideravelmente e o desvio máximo da velocidade chega a quase 75 % da velocidade de referência. Em certos tipos de aplicações, como laminação de aço por exemplo, desvios muito acentuados de velocidade e tempo de recuperação longo são inadmissíveis, portanto, nestes casos, o ideal seria que se projetasse reguladores robustos ou adaptativos para se reduzir o efeito da perturbação devido ao torque de carga. Nas figuras 3.11 e 3.12 verifica-se ainda que o torque eletromagnético aumenta para suprir o aumento de carga do motor.

No caso de reversão de velocidade figuras 3.9, 3.10, 3.13 e 3.14 ocorre um transitório com magnitude bastante acentuada mas de curta duração do torque eletromagnético do motor que por razões de natureza prática foi limitado num valor igual a quatro vezes o valor do torque nominal do motor. Ao examinarmos mais cuidadosamente a corrente do motor verificamos que esta atinge um valor igual a quatro vezes o valor da corrente nominal, este

valor deve ser levado em conta para o ajuste do dispositivo de proteção de sobrecorrente. O tempo de subida e o sobressinal de velocidade são mais acentuados quando ocorre uma reversão da velocidade de referência.

Como o sinal de excitação contém ruídos espúrios associados ao sinal verdadeiro, assim como pode haver fontes de ruídos internas no sistema a malha fechada, e estes ruídos estão situados geralmente numa gama de frequências acima da faixa de frequências dominantes do sinal verdadeiro, os sistemas de controle são projetados de modo a ter uma banda passante definida a fim de reproduzir o sinal verdadeiro e atenuar o ruído. Nas figuras 3.13 e 3.14 verifica-se as respostas do sistema de controle à aplicação de sinais de referência senoidal de velocidade. Estes sinais servem para avaliar a capacidade de rastreamento de sinais de referência de velocidade dentro da banda passante do sistema que, neste caso, é determinada pelo modo mais lento do sistema de controle. Assim, a banda passante é igual ao polo de malha fechada da malha de regulação de velocidade.

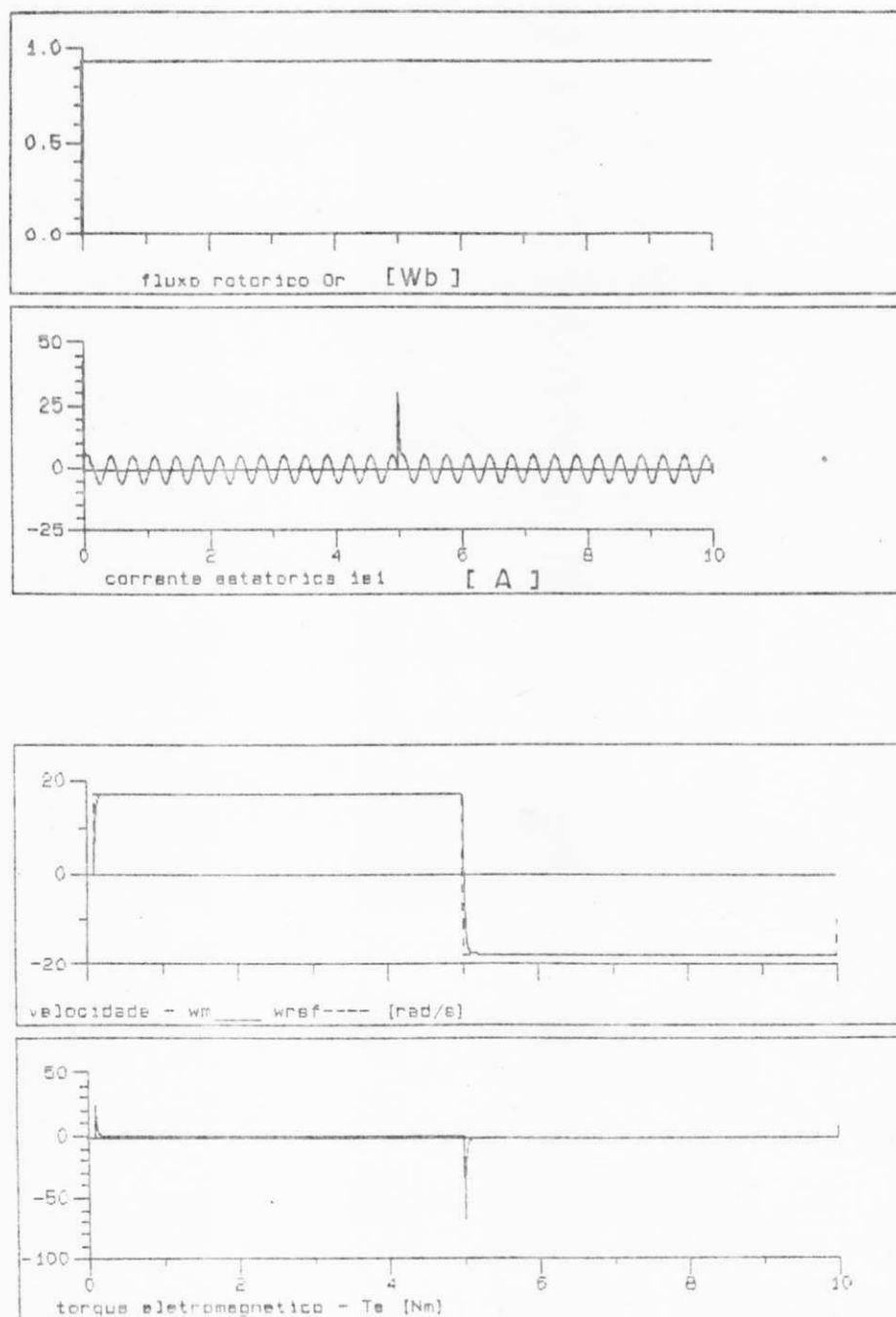


Figura 3.9 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando a vazio.  
 $\omega_m = 17.5, 0, -17.5$  rad/s

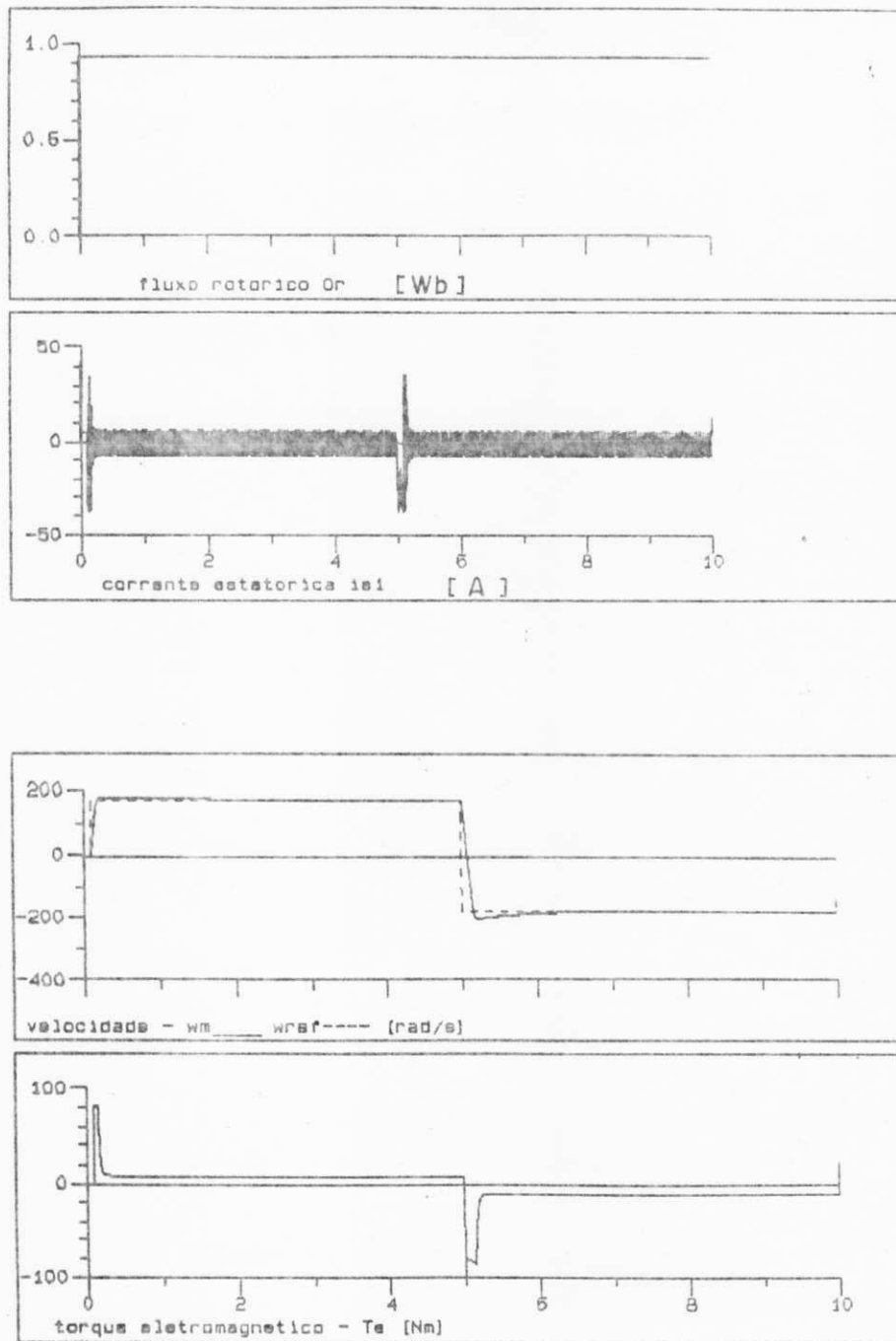


Figura 3.10 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando a vazio.  
 $\omega_m = 175, 0, -175$  rad/s

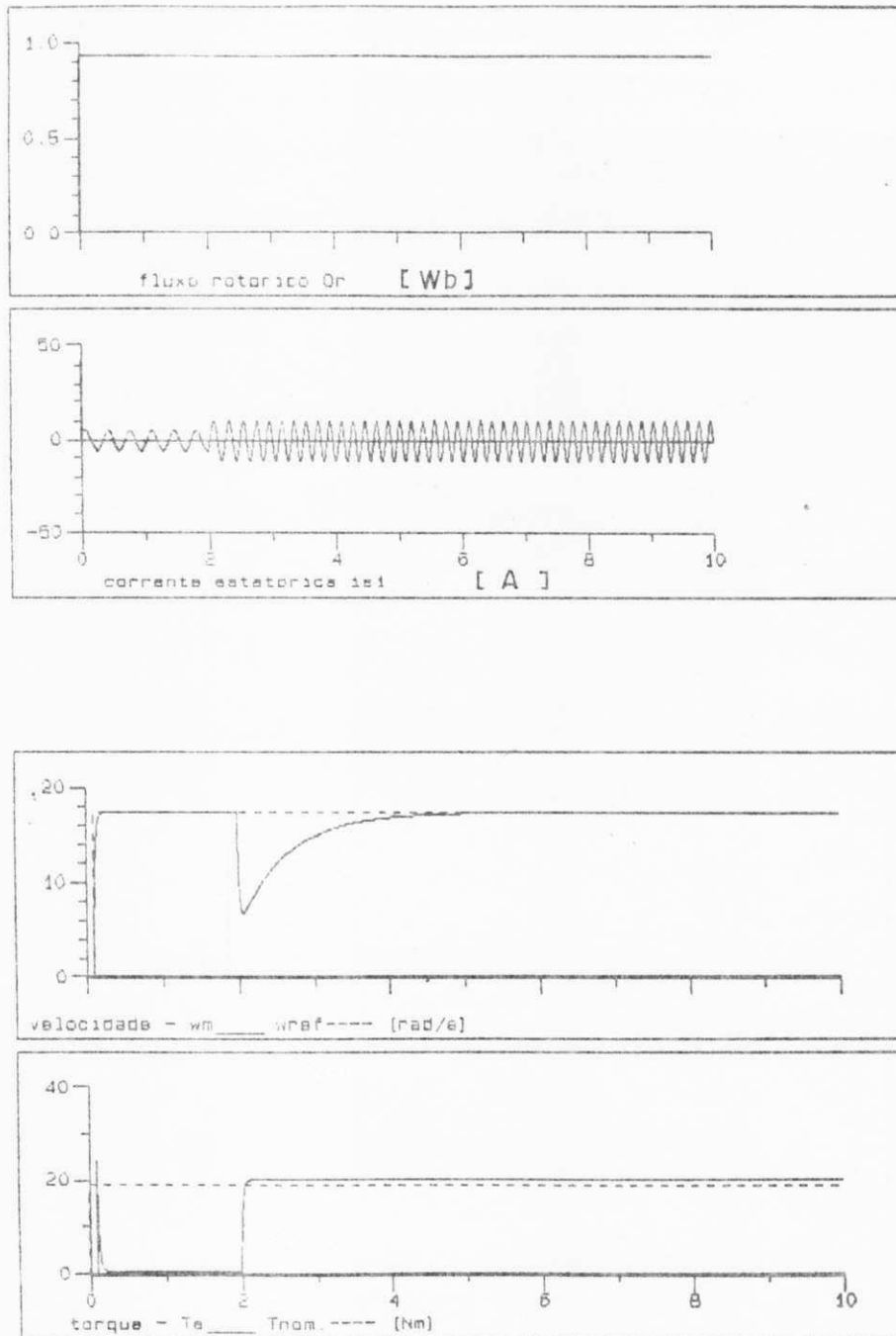


Figura 3.11 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando com carga nominal.  
 $w_m = 17.5$  rad/s

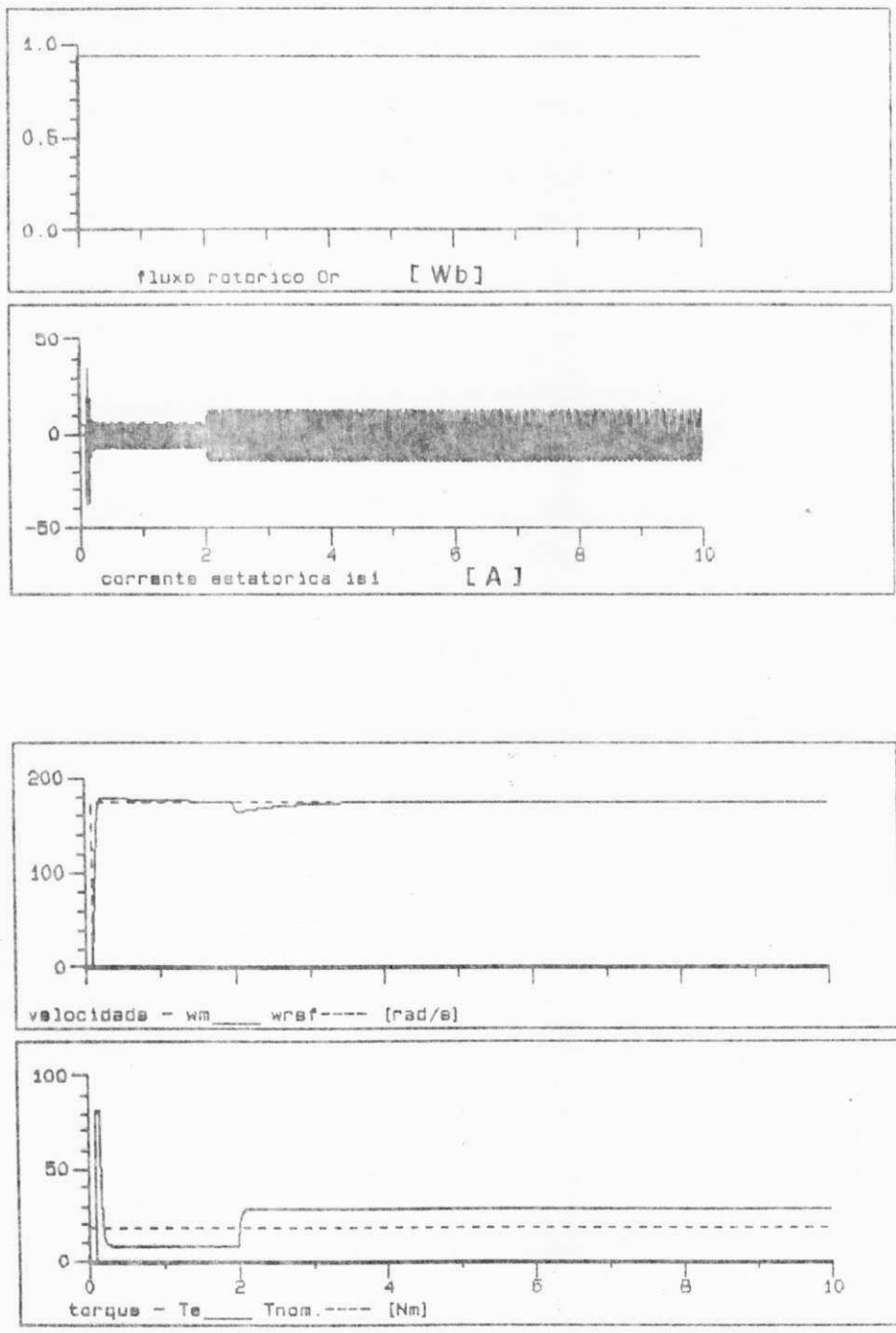


Figura 3.12 - Desempenho da regulação de velocidade para o motor operando com carga nominal.  
 $\omega_m = 175.0 \text{ rad/s}$

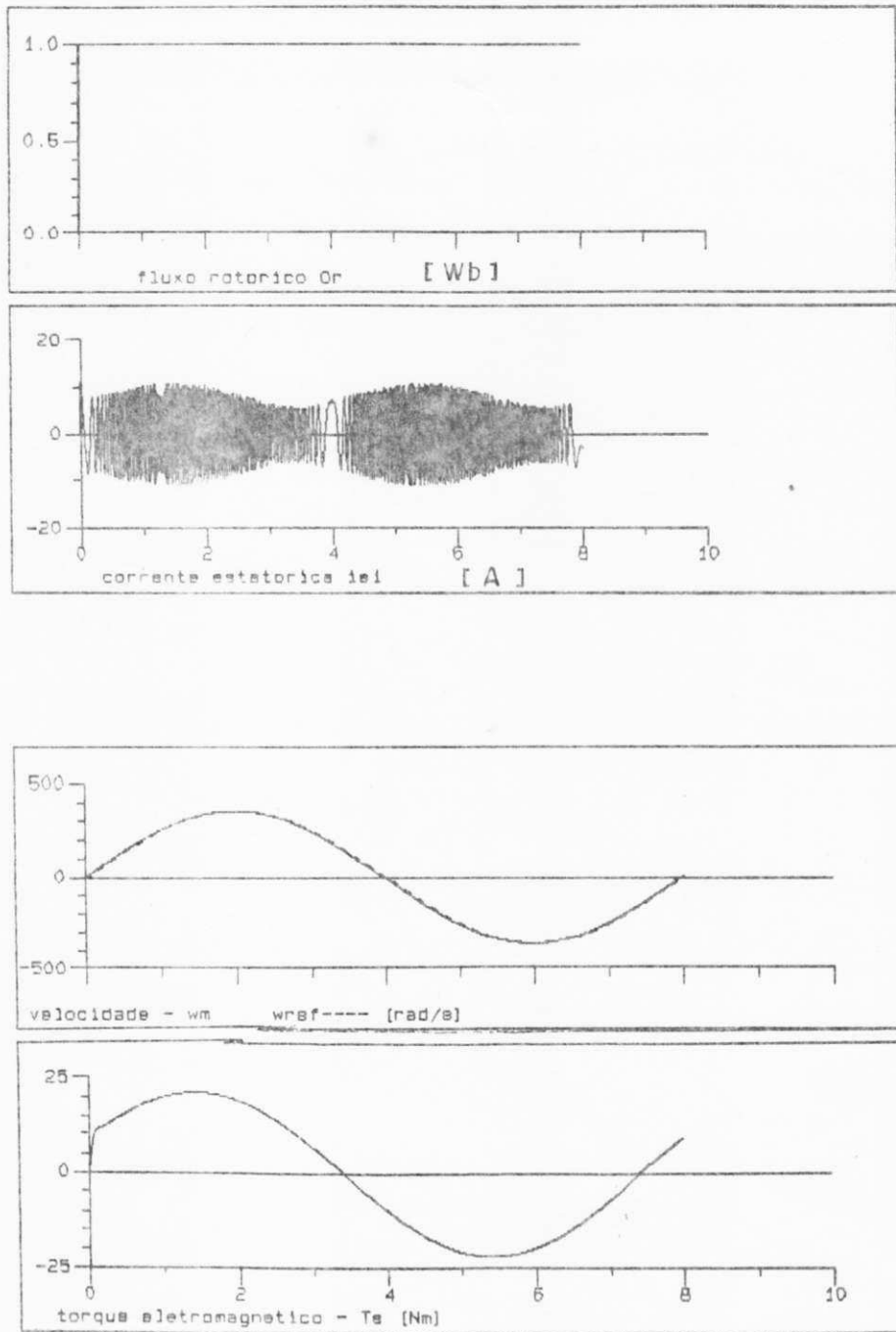


Figura 3.13 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando a vazio. Velocidade de referência senoidal  $\omega_m = 358.\sin(0.73.t)$  rad/s

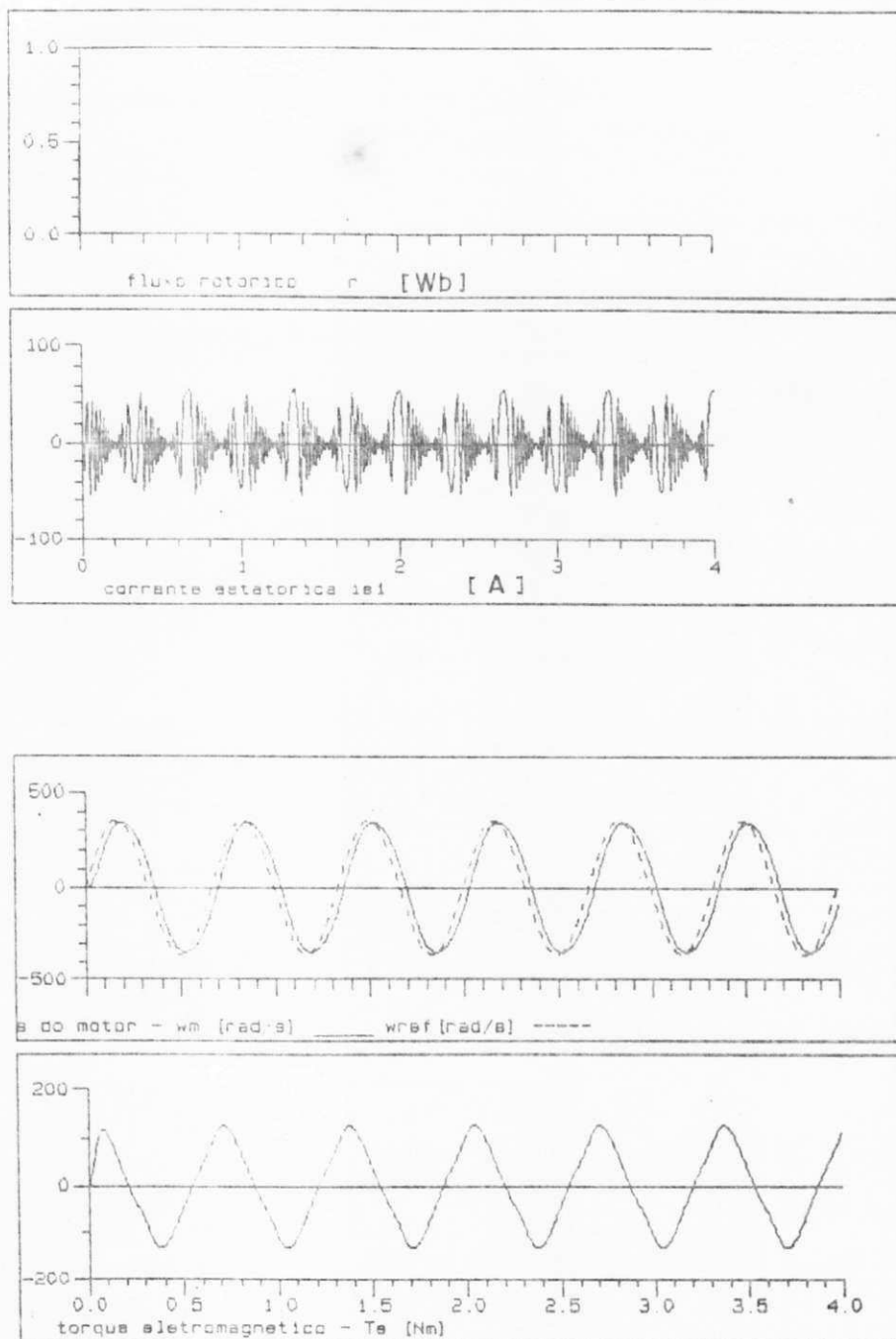


Figura 3.14 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade para o motor operando a vazio. Velocidade de referência senoidal  $\omega_m = 358.\sin(7.3.t)$  rad/s



Nota-se que, quando o sinal de referência de velocidade tem uma frequência próxima da frequência de corte do sistema a resposta de velocidade do motor não é tão boa, ocorre um atraso de fase e uma redução da magnitude da velocidade, figura 3.14 , no caso em que o sinal de referência de velocidade tem uma frequência menor do que a da frequência de corte, figura 3.13, verifica-se que o desempenho melhora bastante, sendo portanto a faixa mais indicada de operação do sistema de regulação da velocidade.

### 3.5 - CONCLUSOES

Neste capítulo, simulou-se o sistema de acionamento usando campo orientado direto para controle da velocidade do motor de indução, a qual em vista dos resultados obtidos nas simulações provou ser rápida e eficaz para o controle contínuo da velocidade. A estratégia de campo orientado fundamenta-se no conhecimento preciso a cada instante do vetor fluxo rotórico que pode ser obtido por sensores colocados no motor.

Os reguladores foram projetados considerando o conhecimento das funções de transferência obtidas pela aplicação da transformada de Laplace; isto se tornou possível devido a várias idealizações assumidas para o modelamento dos componentes do sistema . Os resultados obtidos mostram que os parâmetros escolhidos para os reguladores de fluxo, corrente e velocidade resultaram em uma resposta de velocidade com pouco sobressinal e um tempo de acomodação rápido para as entradas especificadas na simulação.

## 4. ESTIMAÇÃO DE FLUXO ROTÓRICO POR OBSERVADOR

### 4.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é a estimação do vetor de fluxo rotórico para controle por campo orientado direto. Com esta perspectiva, a teoria do observador de ordem reduzida é elaborada. E ainda, o índice de desempenho, matriz de ganho e estratégia de posicionamento de pólos são detalhados.

### 4.2 - TEORIA DO OBSERVADOR DE ORDEM REDUZIDA.

Para implementação do controle de velocidade do motor de indução por campo orientado direto necessita-se do conhecimento preciso do vetor fluxo rotórico. O controle por campo orientado direto foi implementado usando sensores de fluxo [46,47], mas por razões de custo, espaço e precisão este método na prática não teve boa aceitação. Posteriormente, os calculadores de fluxo rotórico baseado no modelo matemático do motor ( tipo tensão ou corrente) foram utilizados [12 ]; entretanto este método não apresenta bom desempenho devido a erros por causa de:

- 1) estado inicial incorreto,
- 2) parâmetro incorreto do modelo, e
- 3) entradas de excitações não mensuráveis

Afim de compensar estes efeitos podem ser usados observadores de fluxo.

Um observador é um sistema dinâmico que é alimentado pela entrada e a saída do sistema para o qual se deseja estimar seus estados, conforme figura 4.1.

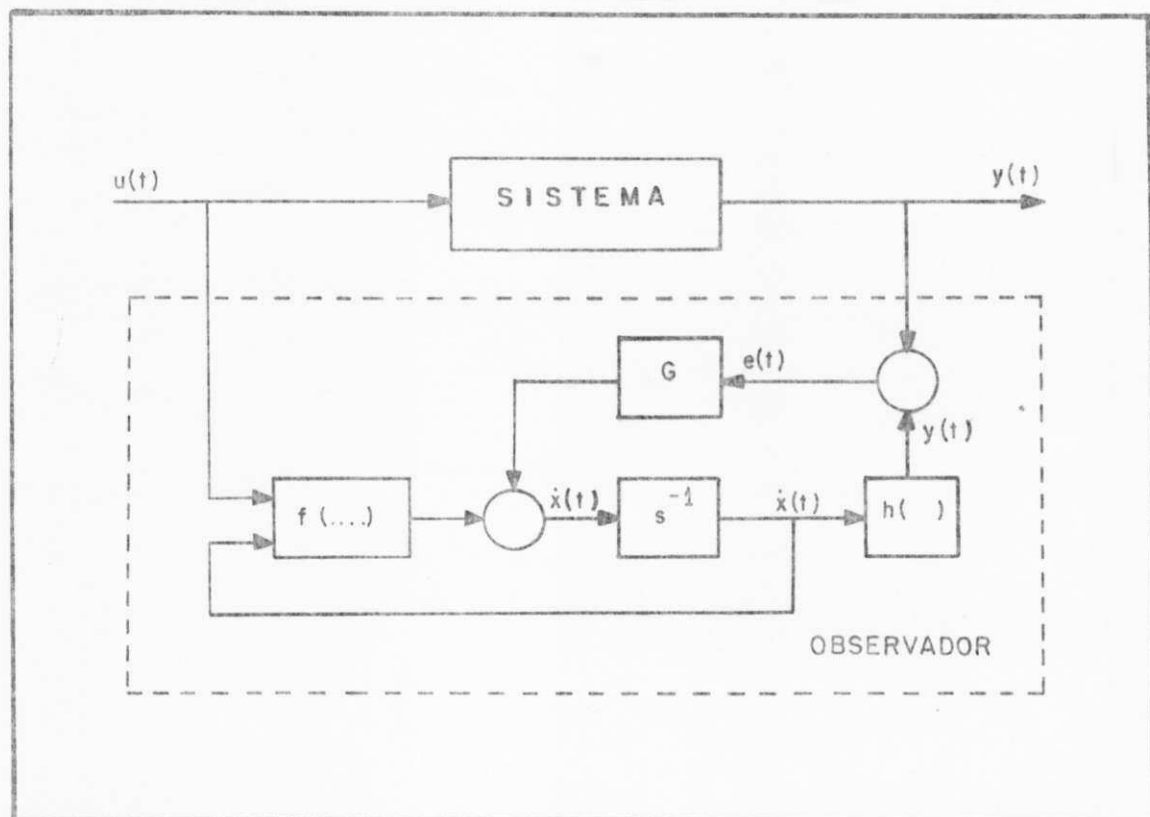


Figura 4.1 - Diagrama de Blocos do Observador

Deve-se a Luenberger [26] o estabelecimento da forma e das condições necessárias para o cálculo dos estados de um sistema através de um observador, por isso, o observador não adaptativo é sempre chamado de observador de Luenberger. Neste, as equações de projeto assumem o conhecimento da dinâmica do sistema.

Como alguns estados do sistema podem ser medidos diretamente, não é necessário reconstruir todo o vetor de estado, mas apenas parte deste vetor.

Portanto, considere-se o sistema dinâmico contínuo descrito pelas seguintes equações lineares de estado :

$$\dot{x}(t) = A.x(t) + B.u(t) \quad (4.1)$$

$$y(t) = C.x(t) \quad (4.2)$$

onde  $x(t) \in \mathbb{R}^n$ ,  $y(t) \in \mathbb{R}^m$  e  $u(t) \in \mathbb{R}^r$  são respectivamente os vetores de estado, saída e entrada do sistema.

Define-se o observador linear dinâmico da seguinte forma:

$$\dot{z}(t) = F.z(t) + K.y(t) + H.u(t) \quad (4.3)$$

é desejável que no estado estacionário,

$$z(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} T.x(t) \quad (4.4)$$

Para isto devemos definir o erro como:

$$e(t) = z(t) - T.x(t) \quad (4.5)$$

cuja dinâmica do erro é dada por:

$$\dot{e}(t) = F.e(t) \quad (4.6)$$

tal que as seguintes relações devem ser satisfeitas:

$$T.A - F.T = K.C \quad (4.7)$$

$$H = T.B \quad (4.8)$$

Para se obter o valor de T, Luenberger[26] mostra que as seguintes condições deve ser atendidas:

1. O par (A,C) deve ser completamente observável;
2. O par (F,K) deve ser completamente controlável;
3. Os autovalores da matriz F devem ser diferentes dos autovalores da matriz A.

Como o observador é usado para estimar parte (ou todo) do vetor de estado para realimentação, todos os autovalores da matriz F devem ser colocados no semi-plano esquerdo bem a

esquerda dos autovalores da matriz A resultando em estimativas mais precisas no tempo do vetor de estado.

Para gerar as estimativas dos estados desejados o vetor de estado pode ser particionado em:

$$x(t) = \begin{bmatrix} y(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

onde  $y(t)$  representa o sensor das medidas disponíveis e  $x_2(t)$  representa os elementos do vetor  $x(t)$  para os quais a medida direta é difícil. Sem perda da generalidade, como qualquer sistema linear pode ser definido tal como em (4.9) pela mudança de variáveis. O observador contínuo de ordem reduzida tem ordem igual a ordem de  $x_2(t)$ . As estimativas de  $x_2(t)$  calculadas  $\hat{x}_2(t)$ , são obtidas de  $z(t)$  pelo particionamento de T, definindo :

$$z(t) = \begin{bmatrix} T_1 & T_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y(t) \\ \hat{x}_2(t) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\hat{x}_2(t) = T_2^{-1} \cdot \left[ z(t) - T_1 \cdot y(t) \right] \quad (4.11)$$

Assim, as outras matrizes do sistema podem também ser particionadas de forma adequada :

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

A única restrição que se impõe para a matriz T é de que a submatriz  $T_2$  seja inversível. É comum, na prática, selecionar T como  $\begin{bmatrix} -G & I \end{bmatrix}$ , então restringindo  $T_2$  como a matriz identidade.

Logo, obtem-se :

$$F = A_{22} - G.A_{12} \quad (4.13a)$$

$$K = A_{21} - G.A_{11} + A_{22} - G.A_{12}.G \quad (4.13b)$$

$$H = B_2 - G.B_1 \quad (4.13c)$$

onde G é obtido de:

$$\det(s.I - A_{22} + G.A_{12}) = (s-p_1).(s-p_2).....(s-p_n) \quad (4.14)$$

sendo  $p_1, p_2, \dots, p_n$ , os pólos onde se deseja posicionar o observador.

Das equações (4.5) e (4.11) tem-se que:

$$\hat{x}_2(t) = T_2^{-1}.e(t) \quad (4.15)$$

Se definirmos o erro de reconstrução como a diferença entre o valor estimado e o valor real, tem-se da equação (4.15) que:

$$e_2(t) = x_2(t) - \hat{x}_2(t) = T_2^{-1}.e(t) \quad (4.16)$$

Logo, os erros  $e_2(t)$  e  $e(t)$  diferem somente por  $T_2^{-1}$ . Assim, escolhendo  $T_2$  como a matriz identidade, então  $e(t)$  e  $e_2(t)$  serão idênticos.

O observador deduzido pressupõe o conhecimento dos valores corretos das matrizes A, B e C, naquelas equações não foram considerados erros paramétricos que porventura possam existir, assim o observador anterior é definido como ideal.

#### 4.5 - OBSERVADOR DE FLUXO ROTÓRICO DE ORDEM REDUZIDA

Levando-se em conta, a teoria do observador de ordem reduzida apresentada no parágrafo precedente, projeta-se o observador de

fluxo rotórico de ordem reduzida para o motor de indução considerando o motor localizado no referencial estacionário,  $\omega_e = 0$ . Assim, para o modelo fluxo-corrente do capítulo 2, tem-se que:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(\omega_m).x(t) + B.u(t) \\ x(t) &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T \\ u(t) &= [v_{s\alpha}(t) \quad v_{s\beta}(t)]^T\end{aligned}$$

sendo :

$$\begin{aligned}x_2(t) &= [\Phi_{r\alpha}(t) \quad \Phi_{r\beta}(t)]^T \\ y(t) &= [i_{s\alpha}(t) \quad i_{s\beta}(t)]^T\end{aligned}$$

e, fazendo :

$$T = [-G \quad I_2]$$

obtem-se o observador de fluxo rotórico de ordem reduzida do motor de indução é dado por :

$$\begin{aligned}\dot{z}(t) &= (A_{22} - G(t).A_{12}).z(t) + \\ &\quad (A_{21} - G(t).A_{11} + A_{22} - G(t).A_{12}.G(t)).i_{s\alpha\beta} \\ &\quad (B_2 - G(t).B_1).v_{s\alpha\beta} \qquad \qquad \qquad (4.17)\end{aligned}$$

$$\hat{\Phi}_{r\alpha\beta}(t) = z(t) + G(t).i_{s\alpha\beta} \qquad \qquad \qquad (4.18)$$

onde:

$$\begin{aligned}z(t) &= [z_1(t) \quad z_2(t)]^T \\ i_{s\alpha\beta}(t) &= [i_{s\alpha}(t) \quad i_{s\beta}(t)]^T \qquad v_{s\alpha\beta}(t) = [v_{s\alpha}(t) \quad v_{s\beta}(t)]^T \\ \hat{\Phi}_{r\alpha\beta}(t) &= [\hat{\Phi}_{r\alpha}(t) \quad \hat{\Phi}_{r\beta}(t)]^T \\ F &= A_{22} - G.A_{12} \\ K &= A_{21} - G.A_{11} + A_{22} - G.A_{12}.G\end{aligned}$$

$$H = B_2 - G.B_1$$

e,  $A_{11}$ ,  $A_{12}$ ,  $A_{21}$  e  $A_{22}$  são submatrizes da matriz  $A(wm)$  todas de dimensões  $2 \times 2$ . Dadas por :

$$A_{11} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad A_{12} = \begin{bmatrix} a_{13} & a_{14} \\ a_{23} & a_{24} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$A_{21} = \begin{bmatrix} a_{31} & a_{32} \\ a_{41} & a_{42} \end{bmatrix} \quad A_{22} = \begin{bmatrix} a_{33} & a_{34} \\ a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} Ar & 0 \\ 0 & Ar \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

sendo que, a velocidade do motor  $wm(t)$  e as componentes da corrente de estator são quantidades medidas para  $t \geq t_0$ .

#### 4.5.1 - DETERMINAÇÃO DA MATRIZ DE GANHOS

A determinação da matriz de ganhos  $G$  do observador é uma das etapas fundamentais para garantir um bom desempenho do sistema de controle baseado na estimação de estados pelo observador de Luenberger. O procedimento normal, para determinação da matriz de



ganhos  $G$ , é posicionar os pólos do observador em lugares escolhidos do plano  $s$  e em seguida encontrar a matriz de ganhos  $G$  que satisfaz pólos desejados. Para se alocar os pólos do observador numa posição arbitrária  $-\alpha \pm j\beta$ , a matriz de ganhos  $G$  deve ser calculada usando a equação (4.14). Sendo  $A_{12}$  e  $A_{22}$  definidas conforme 4.20, tem-se:

$$G(t) = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

obtem-se :

$$[\theta_r + A_m \cdot (\theta_r \cdot g_{11} - \omega_m \cdot g_{12})] \cdot [\theta_r + A_m \cdot (g_{22} \cdot \theta_r + g_{21} \cdot \omega_m)] = 2 \cdot \alpha \quad (4.23a)$$

$$\begin{aligned} & [ A_m \cdot \theta_r \cdot (g_{11} + g_{22}) + A_m \cdot \omega_m \cdot (g_{21} - g_{12}) + 2 \cdot \theta_r ] + \\ & [ -\omega_m + A_m \cdot (\theta_r \cdot g_{21} - \omega_m \cdot g_{22}) ] \cdot \\ & [ \omega_m + A_m \cdot (\theta_r \cdot g_{12} + \omega_m \cdot g_{11}) ] = \alpha^2 + \beta^2 \quad (4.23b) \end{aligned}$$

fazendo,

$$g_{11} = g_{22} = g_1$$

$$g_{12} = -g_{21} = -g_2$$

das equações 4.23a e 4.23b, tem-se :

$$g_1 = (1 / A_m) \cdot \left| \frac{\theta_r \cdot \alpha + \omega_m \cdot \beta}{(\theta_r)^2 + \omega_m^2} - 1 \right| \quad (4.24a)$$

$$g_2 = (1 / A_m) \cdot \left| \frac{-\theta_r \cdot \beta + \omega_m \cdot \alpha}{(\theta_r)^2 + \omega_m^2} \right| \quad (4.24b)$$

#### 4.5.2 - POSICIONAMENTO DOS POLOS DO OBSERVADOR

Existe um compromisso para escolha dos pólos do observador, segundo Franklin e Powell [11], "um pólo do estimador mais rápido simplesmente implica que ele converge para os valores corretos rapidamente. O limite superior da velocidade de resposta do observador é baseada nas características de rejeição de ruídos e sensibilidade ao modelamento de erros, este limite pode ser determinado por simulação" .

Para estimação do fluxo rotórico do motor de indução pelo observador de Luenberger de ordem reduzida proposto, adotou-se dois procedimentos de investigação na escolha dos pólos

1. pólos do observador fixos.
2. pólos do observador variando em função da velocidade do motor varia.

Para isto, considera-se a figura 4.2 onde estão plotados os autovalores da matriz  $A(\omega_m)$  do motor de indução no referencial ( $\omega_e = 0$ ) estacionário, quando a velocidade do motor varia de 0 até 380 rad/s. Ao variar a velocidade do motor de 0 a -380 rad/s, observa-se que :

$$p_i(\omega_m) = p_i^*(-\omega_m) \quad (4.25)$$

$$i = 1, 2, 3, 4$$

onde :

$p_i$  ---> autovalores complexos da matriz  $A(\omega_m)$ .

Portanto, apresenta um gráfico idêntico aquele obtido para valores de velocidade positivos.

AUTOVALORES DA MATRIZ  $A(W_m)$  - REFERENCIAL ESTACIONARIO.

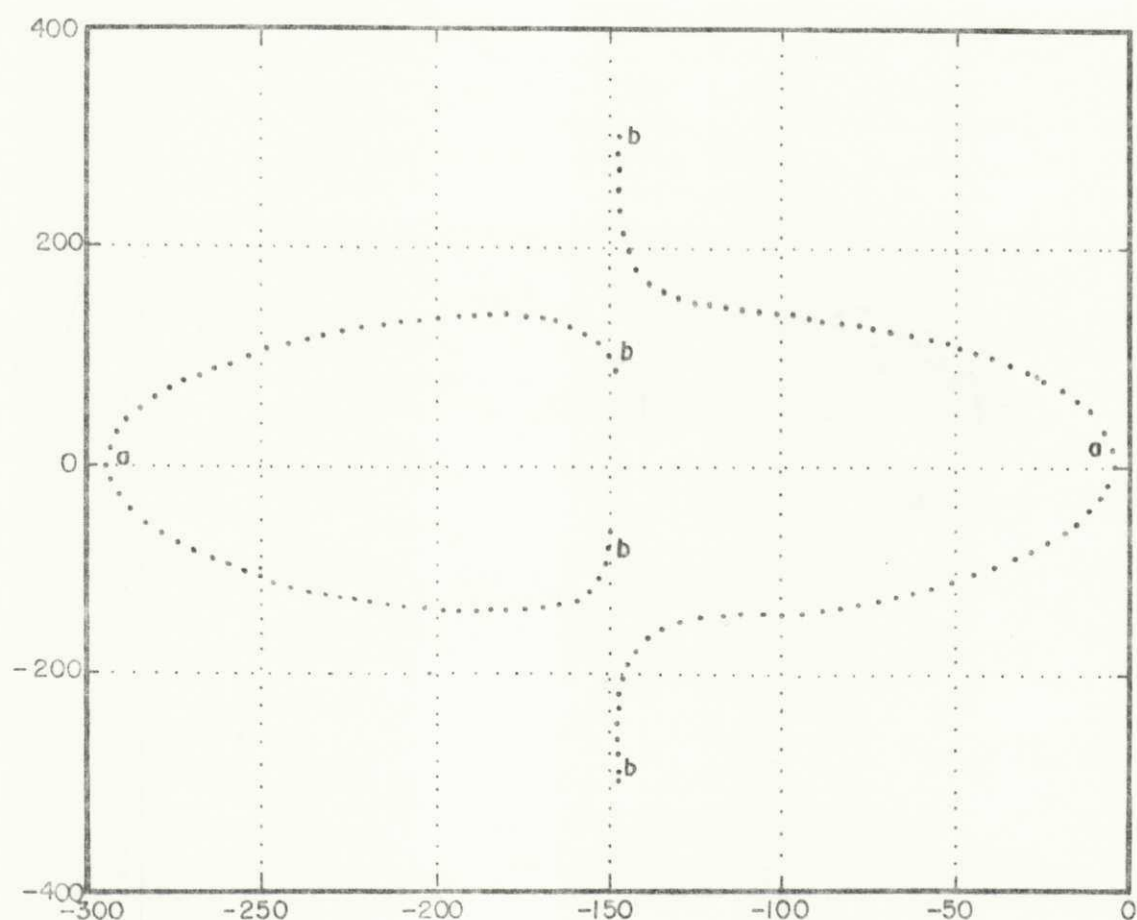


Figura 4.2 - Autovalores da Matriz  $A(W_m)$   
 $w_m$  variando de 0 a 380 rad/s  
 $a = 0$  rad/s       $b = 380$  rad/s

Dando continuidade, realiza-se a alocação dos pólos do observador considerando-se que estes devem ser mais rápidos, neste caso, do que os pólos mais lentos do motor, e baseando-se também no fato de que uma função de transferência de segunda ordem dá forma :

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2.\epsilon.\omega_n.s + \omega_n^2} \quad (4.26)$$

onde :

$\omega_n$  ---> frequência natural

$\epsilon$  ---> fator de amortecimento

apresenta uma resposta ao degrau consideravelmente satisfatória quando  $\epsilon = 1 / \sqrt{2}$ , tem-se um "amortecimento relativo ótimo" [44]. Neste caso, a parte real dos pólos é igual a parte imaginária. Quando  $\epsilon > 1 / \sqrt{2}$  a resposta ao degrau será "super-amortecida", parte real dos pólos maior do que a parte imaginária.

Levando-se em conta estes critérios escolheu-se os seguintes pólos para o observador:

1 - pólos fixos

$$p_{1,2} = -500 + j500 \quad (4.27a)$$

2 - pólos variáveis

$$p_{1,2}(\omega_m) = -\alpha(\omega_m) \pm j\beta(\omega_m) \quad (4.27b)$$

$$2.a - \alpha(\omega_m) = 1 + (499/360) * \text{abs}(\omega_m) \quad (4.26c)$$

$$\beta(\omega_m) = \text{sign}(\omega_m) * (1 + (499/360) * \text{abs}(\omega_m)) \quad (4.27d)$$

$$2.b - \alpha(\omega_m) = 5 + 0.8 * \text{abs}(\omega_m) \quad (4.27e)$$

$$\beta(\omega_m) = \text{sign}(\omega_m) * (-0.01386 * \omega_m^2 + 0.6939 * \text{abs}(\omega_m)) \quad (4.27f)$$

Nas figuras 4.3, 4.4, 4.5, 4.6, 4.7 e 4.8 plota-se os coeficientes da matriz de ganhos G em função da variação da velocidade do motor entre -380 a 380 rad/s para os pólos escolhidos. Como os pólos do observador são especificados antes, os coeficientes da matriz de ganhos são facilmente calculados usando as equações 4.3 e 4.10 , para obtenção do fluxo rotórico estimado.

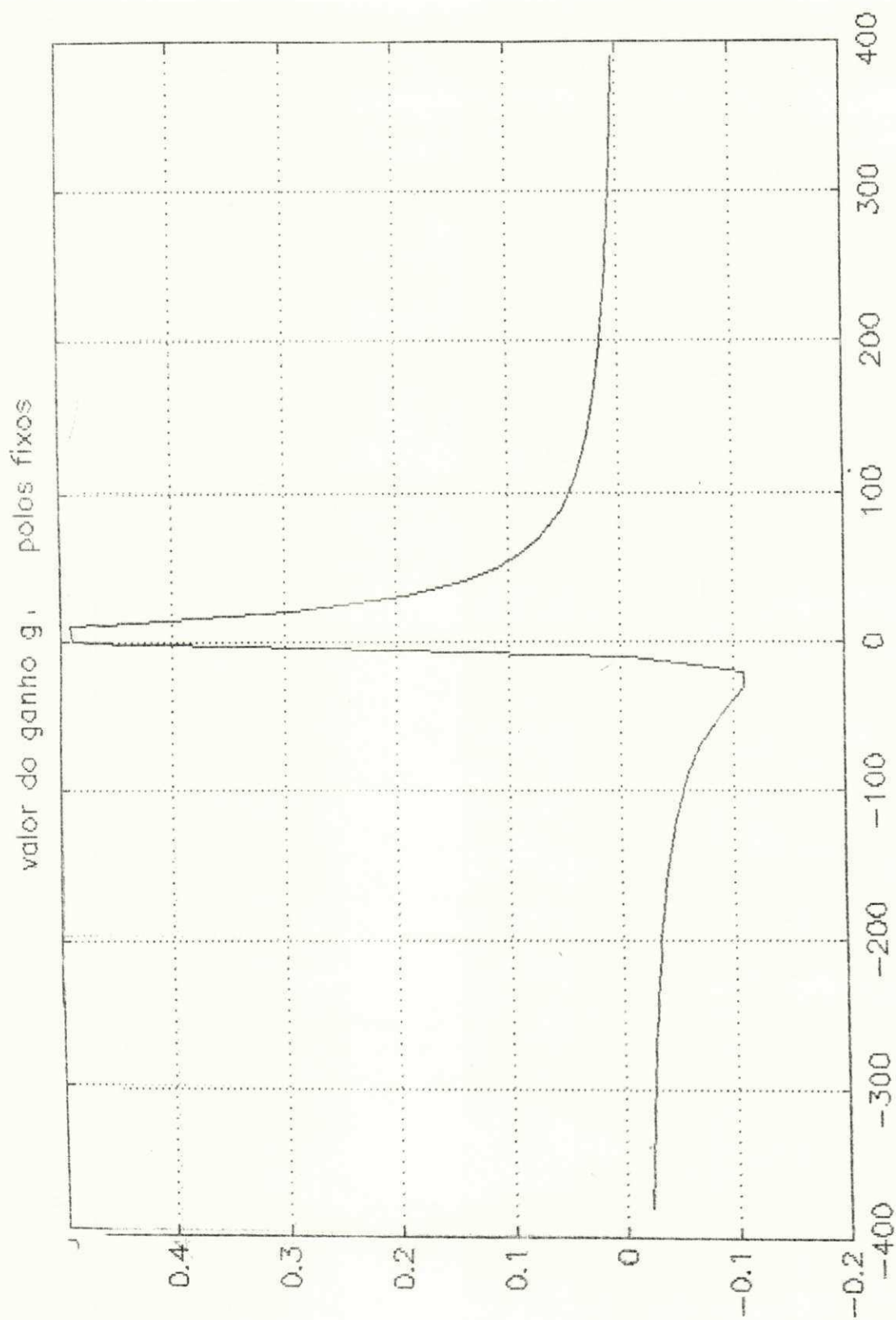


Figura 4.3 - Coeficiente da  $g_1$  matriz de ganho  $G$   
 Caso 1

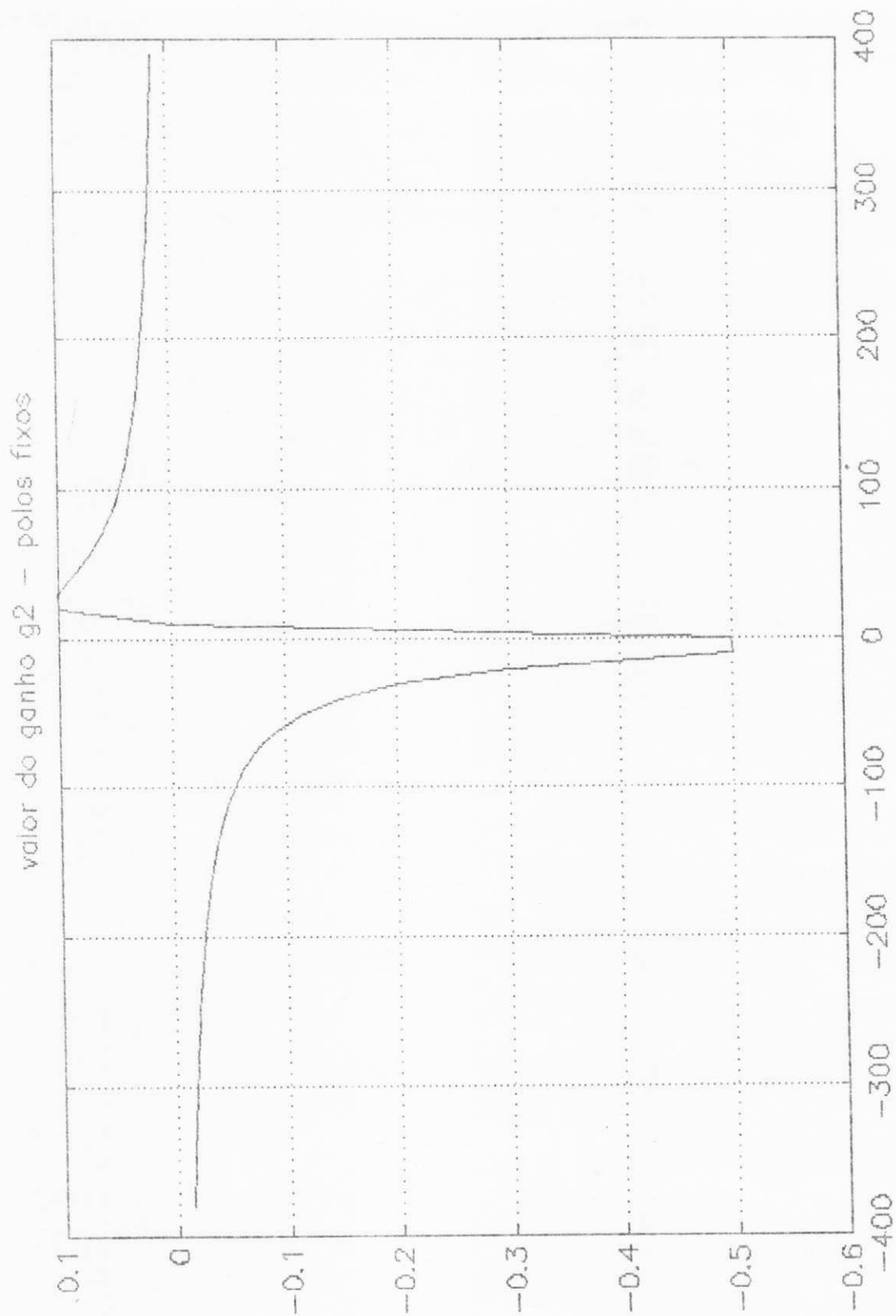


Figura 4.4 - Coeficiente  $g_2$  da matriz de ganho  $G$   
 Caso 1

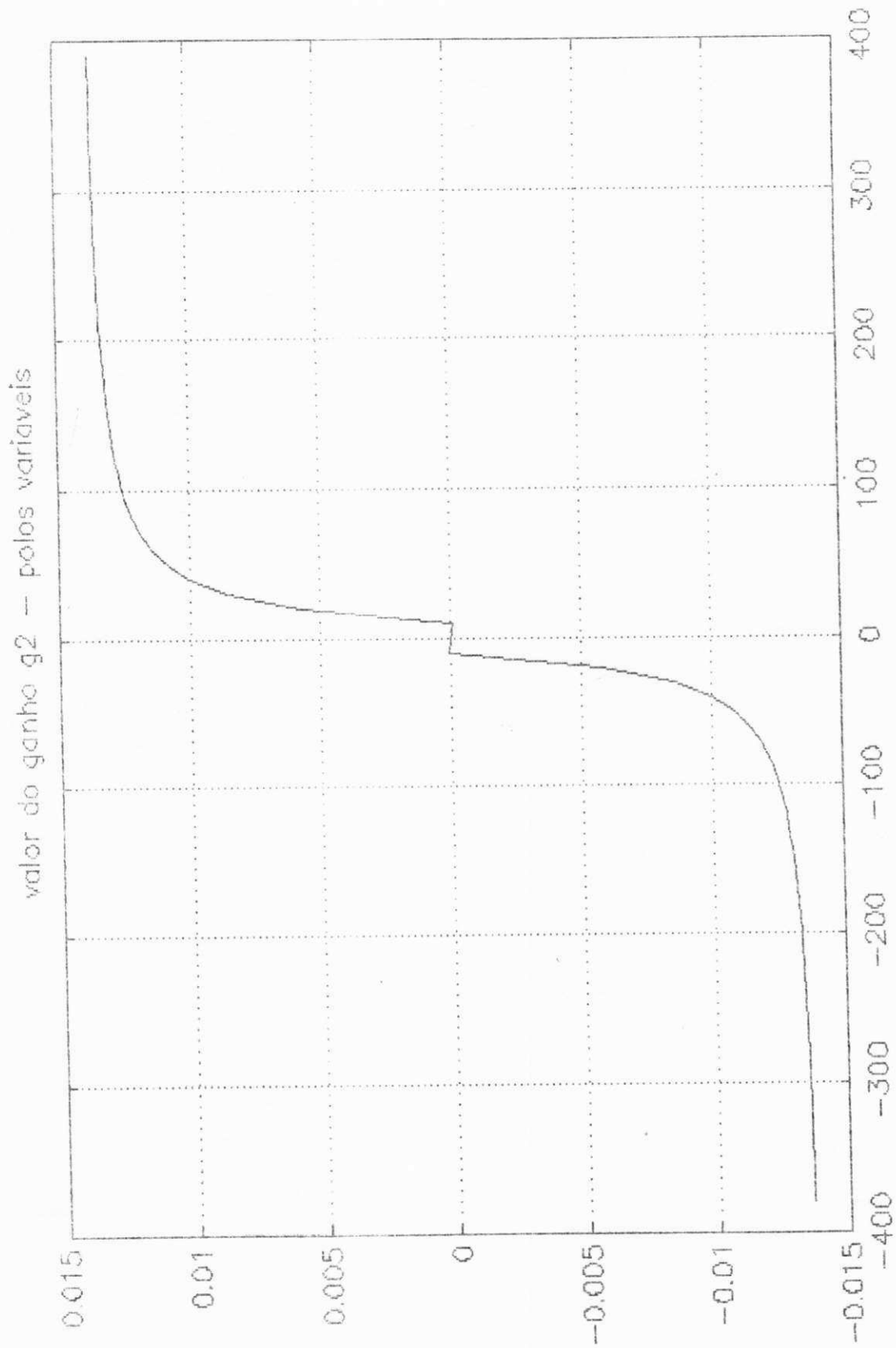


Figura 4.6 = Coeficiente  $g_2$  da matriz de ganho  $G$   
 Caso 2a

valor do ganho g2 - polos variaveis

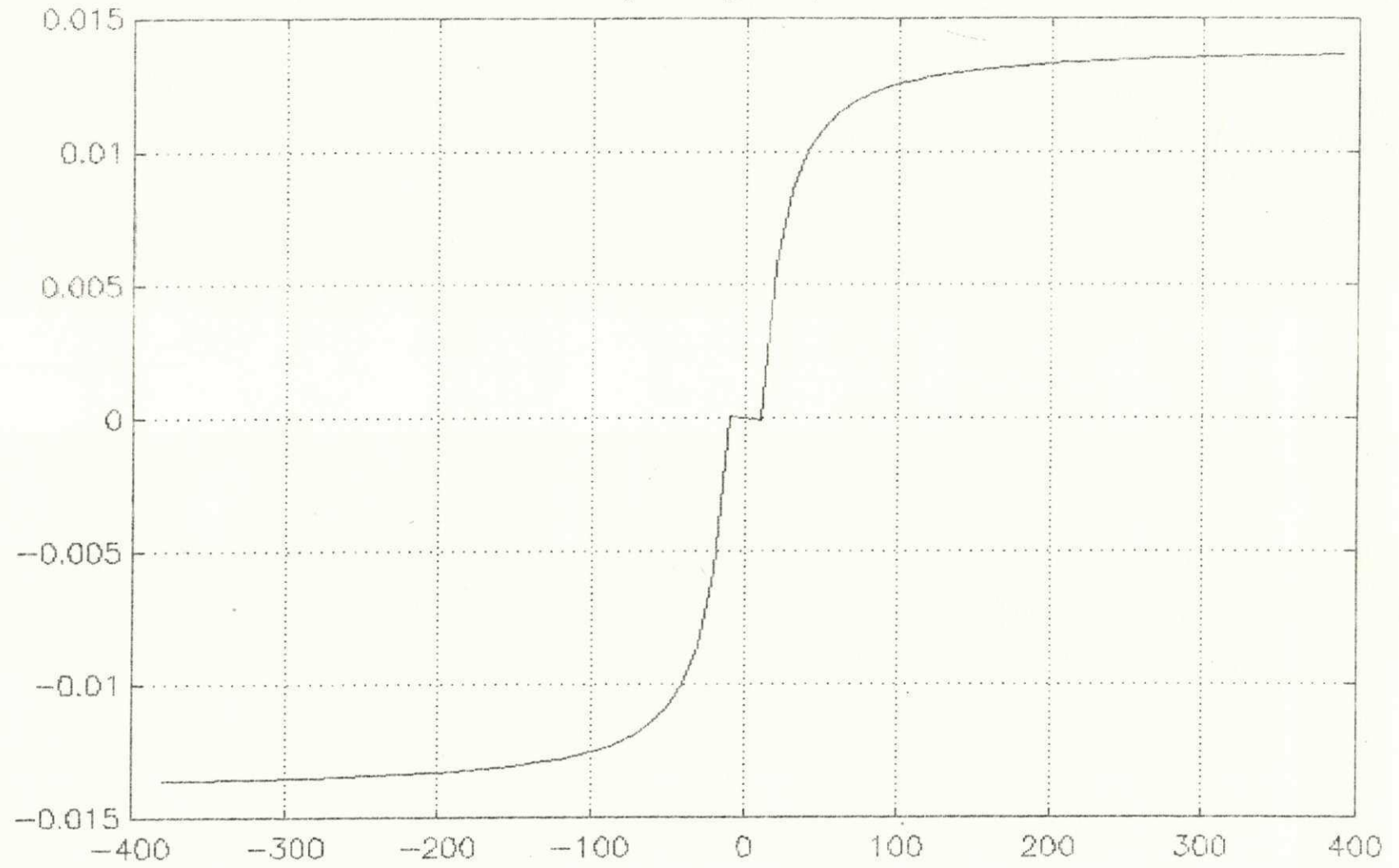


Figura 4:6 = Coeficiente g2 da matriz de Ganho G  
Caso 2a



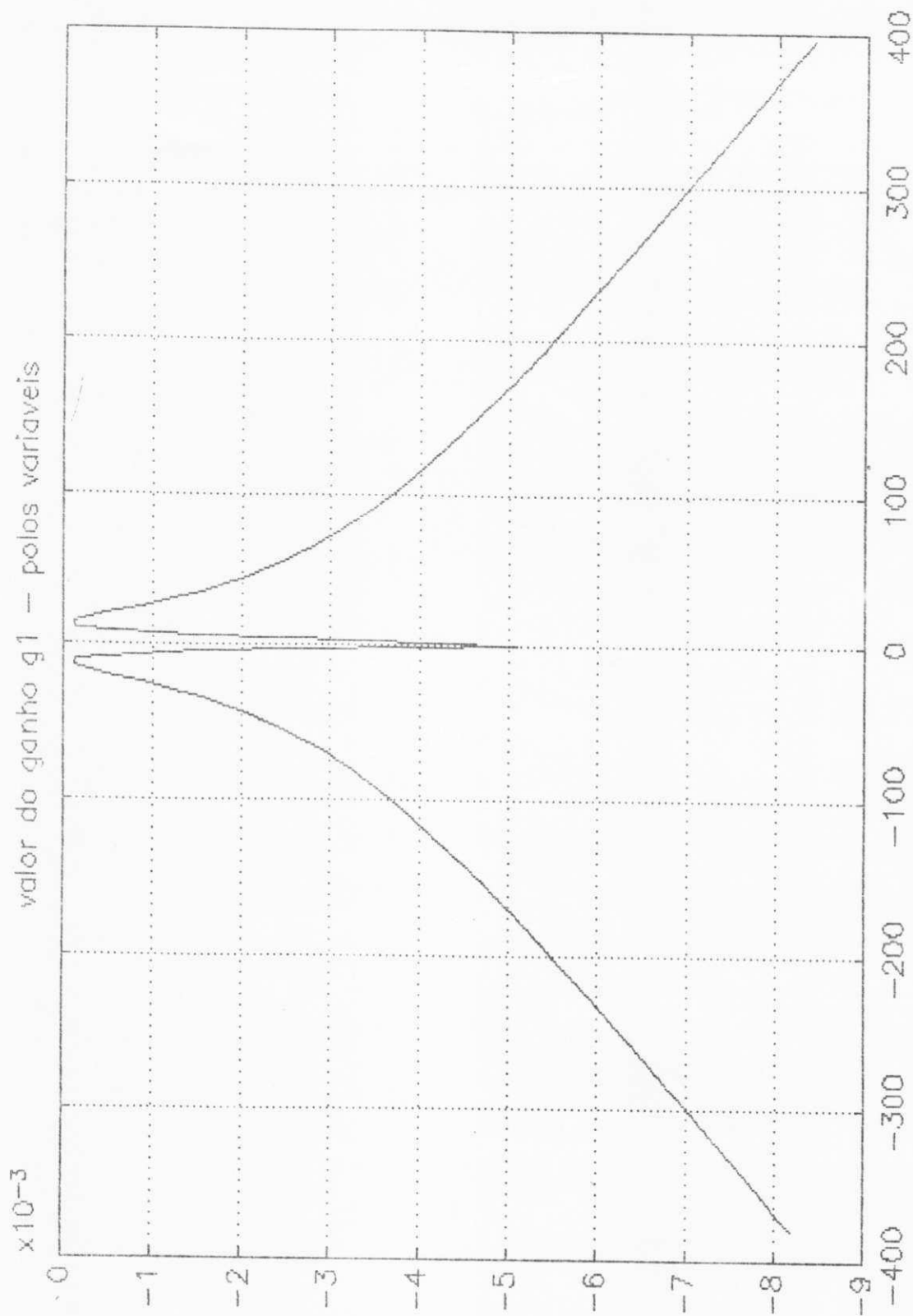


Figura 4.7 - Coeficiente  $g_1$  da matriz de ganho G  
Caso 2b

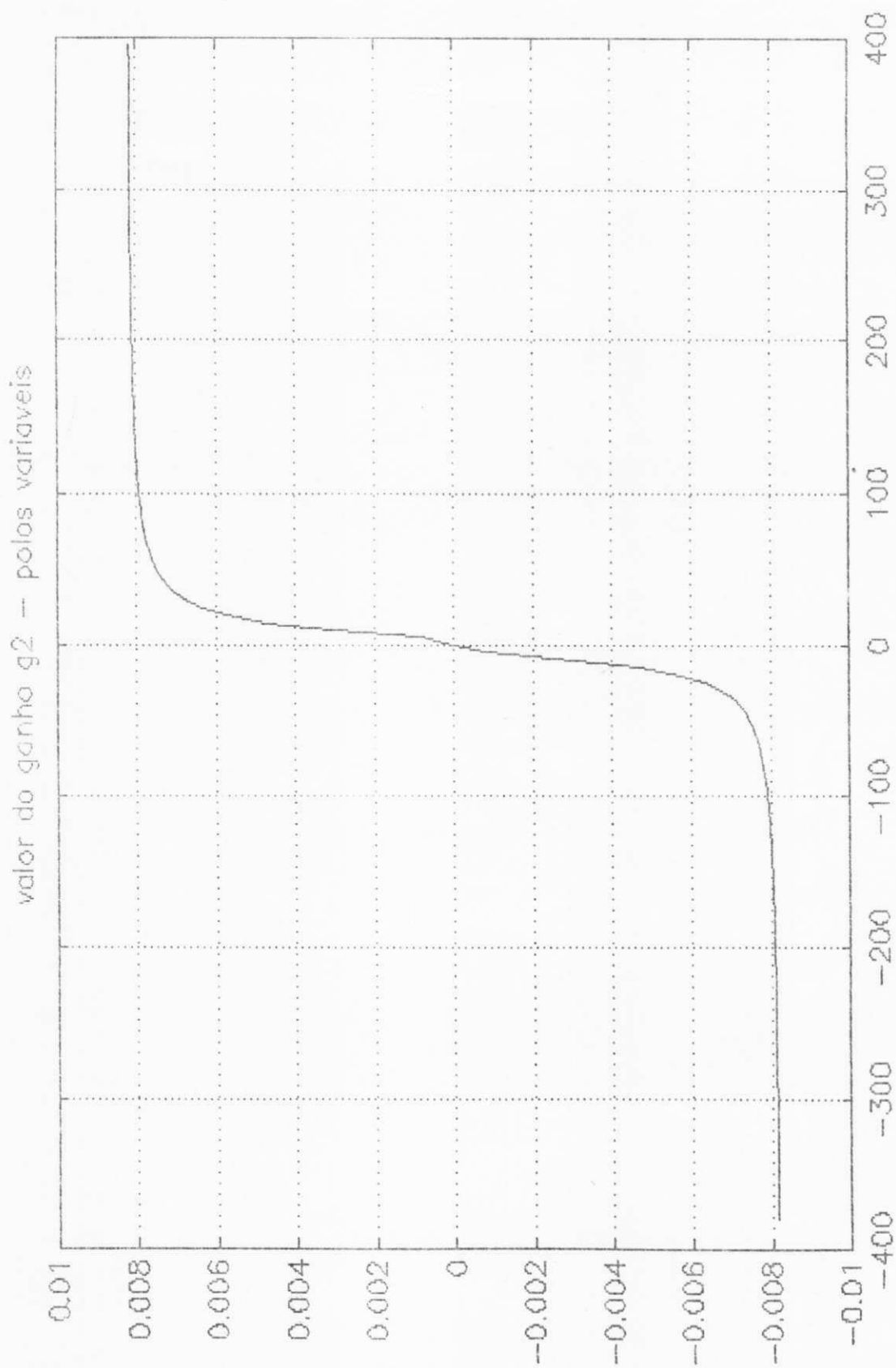


Figura 4.8 - Coeficiente  $g_2$  da matriz de ganho  $G$   
Caso 2b

### 4.3.3 - DISCRETIZAÇÃO DO OBSERVADOR DE FLUXO ROTÓRICO

As equações discretas do observador de fluxo rotórico são obtidas a partir das equações diferenciais que representam o comportamento contínuo do mesmo conforme os métodos apresentados no capítulo 2. Assim, obtém-se as seguintes equações de diferença para o observador de fluxo rotórico de ordem reduzida :

$$z(k+1) = \Phi f(\omega_m, T_s).z(k) + \Gamma 1(\omega_m, T_s).i_{s\alpha\beta}(k) + \Gamma 2(\omega_m, T_s).v_{s\alpha\beta}(k) \quad (4.28)$$

$$\hat{\Phi}r_{\alpha\beta}(k) = z(k) + G(k).i_{s\alpha\beta}(k) \quad (4.29)$$

onde :

$z(k) \rightarrow$  variável intermediária

$$z(k) = [z_1(k) \quad z_2(k)]^T$$

$$i_{s\alpha\beta}(k) = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k)]^T$$

$$v_{s\alpha\beta}(k) = [v_{s\alpha}(k) \quad v_{s\beta}(k)]^T$$

$$\hat{\Phi}r_{\alpha\beta}(k) = [\hat{\Phi}r_{\alpha}(k) \quad \hat{\Phi}r_{\beta}(k)]^T$$

$$\Phi f(\omega_m, T_s) = I_2 + F(\omega_m) \cdot T_s + 0.5 \cdot (F(\omega_m) \cdot T_s)^2 \quad (4.30)$$

$$\Gamma 1(\omega_m, T_s) = (I_2 + 0.5 \cdot F(\omega_m) \cdot T_s) \cdot K(\omega_m) \cdot T_s \quad (4.31)$$

$$\Gamma 2(\omega_m, T_s) = (I_2 + 0.5 \cdot F(\omega_m) \cdot T_s) \cdot H \cdot T_s \quad (4.32)$$

e,

$$F(\omega_m) = A_{22} - G(k).A_{12} \quad (4.33)$$

$$K(\omega_m) = A_{21} - G(\omega_m).A_{11} + A_{22} - G(k).A_{12}.G(k) \quad (4.34)$$

$$H = B_2 - G(k).B_1 \quad (4.35)$$

Deste modo, pode-se simular as equações do observador de

fluxo rotórico em tempo real.

#### 4.5.4 - DISCUSSÃO SOBRE A ESTIMAÇÃO DO FLUXO ROTÓRICO

Como o objetivo do observador é obter em qualquer instante de tempo estimativas dos estados, um índice de desempenho apropriado é necessário. Utilizou-se o seguinte índice para avaliar quantitativamente o resultado da estimação.

$$E_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\sum (X_R^2(k) - X_E^2(k))}{N}} \quad (4.36)$$

onde :

$X_R(k)$  --> valor real da variável no instante  $k$

$X_E(k)$  --> valor estimado da variável no instante  $k$

$N$  --> número de amostras num determinado intervalo do observador.

Este índice, como se pode perceber da equação acima, tem que necessariamente ser obtido através de cálculos off-line, e será utilizado como critério auxiliar para escolha dos pólos do observador de fluxo rotórico.

O observador de fluxo rotórico projetado foi simulado para os tres casos de alocações de pólos propostos, onde o valor inicial do fluxo estimado  $\Phi_{r\alpha\beta}(0) = [0.1 \ 0.1]$ .

Na figura 4.9, verifica-se que quando a alocação dos pólos do observador se dá com pólos fixos, caso 1, na partida do motor a magnitude do erro de estimação é bastante acentuada, bem como o erro de fase das componentes do fluxo rotórico.

As figuras 4.10 e 4.11, mostram o comportamento do fluxo estimado para o caso de pólos variáveis, nota-se que nestes casos

houve uma melhoria considerável na estimação do fluxo rotórico na partida do motor . Como ambas as curvas reproduzem de modo satisfatório o comportamento do fluxo rotórico do motor de indução, usou-se uma medida quantitativa auxiliar, o índice de desempenho para se decidir qual entre os dois posicionamentos de pólos dá a estimativa mais "precisa" dentro da visão determinística do fluxo rotórico. Das simulações realizadas, obteve-se os seguintes valores para os erros médios de estimação das componentes do fluxo rotórico para um tempo de funcionamento desde a partida do motor até um tempo de 400 ms.

1 - caso 2a

$$\text{Erms}_{\alpha} = 7.104 \cdot 10^{-2} \quad (4.37a)$$

$$\text{Erms}_{\beta} = 1.075 \cdot 10^{-1} \quad (4.37b)$$

2 - caso 2b

$$\text{Erms}_{\alpha} = 4.455 \cdot 10^{-2} \quad (4.38a)$$

$$\text{Erms}_{\beta} = 5.945 \cdot 10^{-2} \quad (4.38b)$$

Como este índice de desempenho aponta para o caso 2b como o melhor entre os dois casos analisados para a alocação dos pólos do observador, optou-se nesta simulação por este posicionamento.

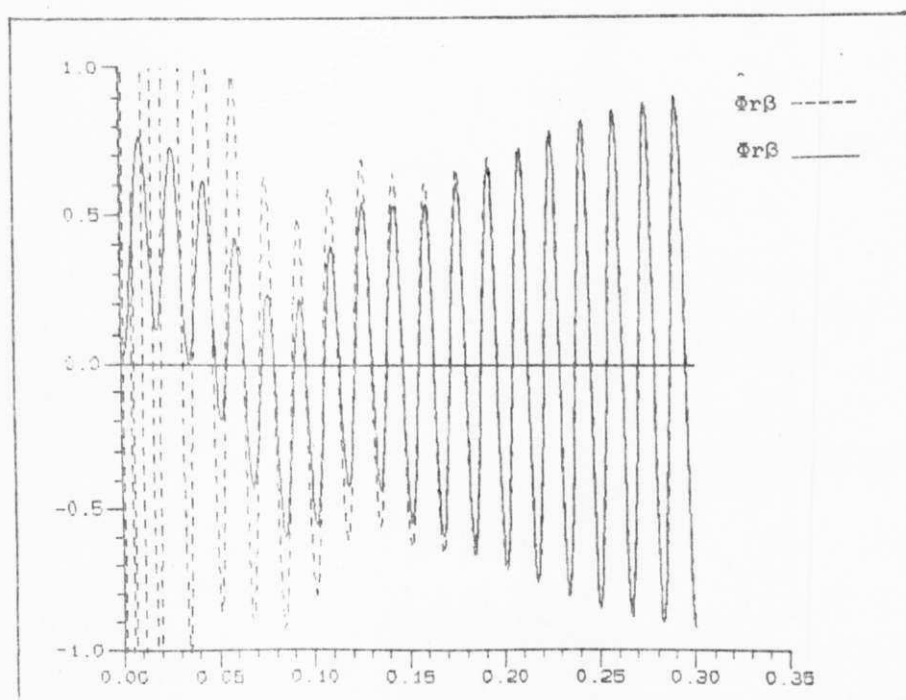
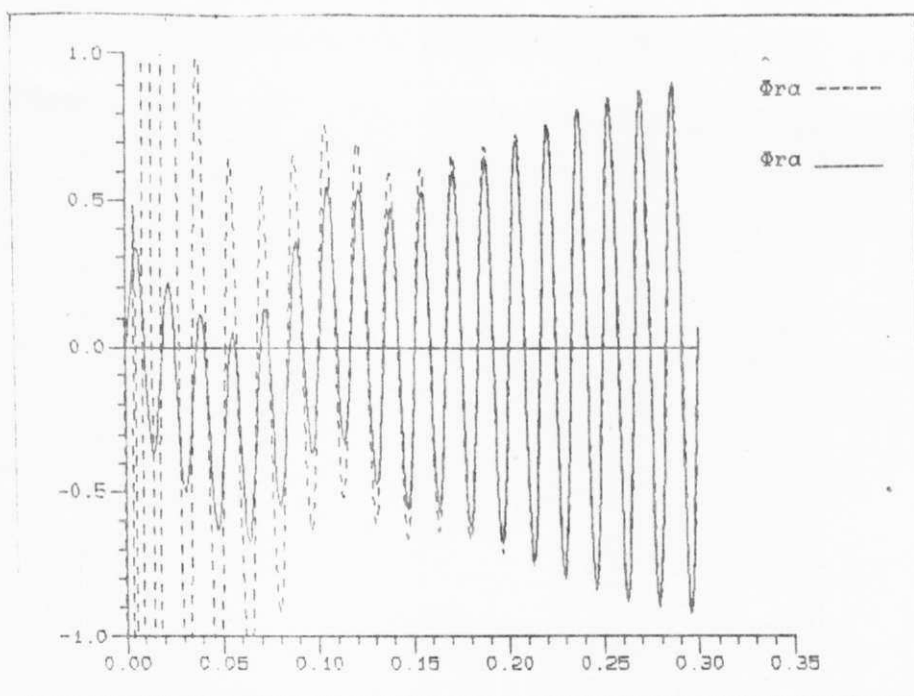


Figura 4.9 - Fluxo rotórico real e estimado nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ .  
partida do motor - tempo de simulação de 300 ms.  
caso 1 -  $\Phi_{ra}$  [Wb] ,  $\Phi_{r\beta}$  [Wb]

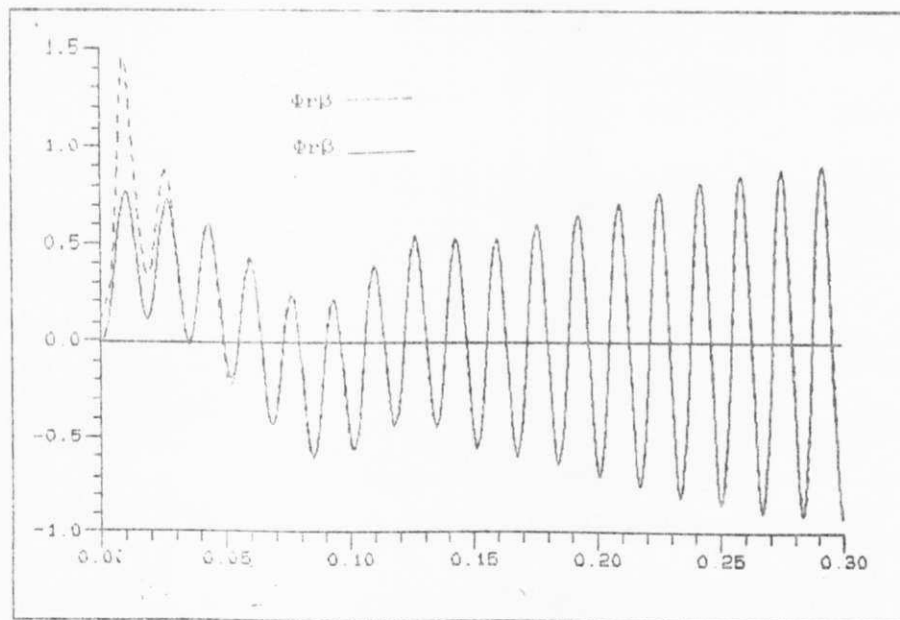
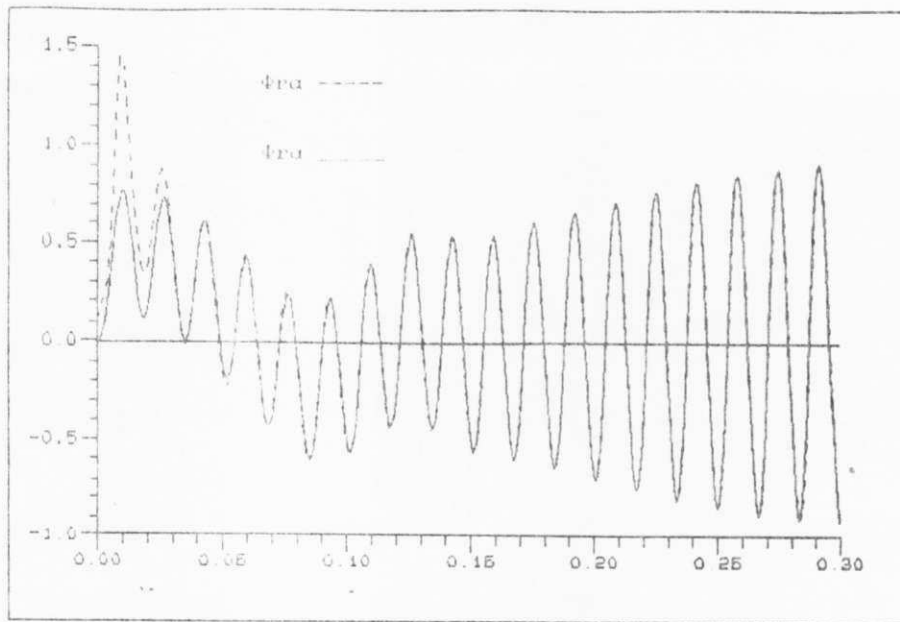


Figura 4:10 - Fluxo rotórico real e estimado nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ .  
 partida do motor - tempo de simulação de 300 ms  
 caso 2a -  $\Phi_{ra}$  [Wb] ,  $\Phi_{r\beta}$  [Wb]

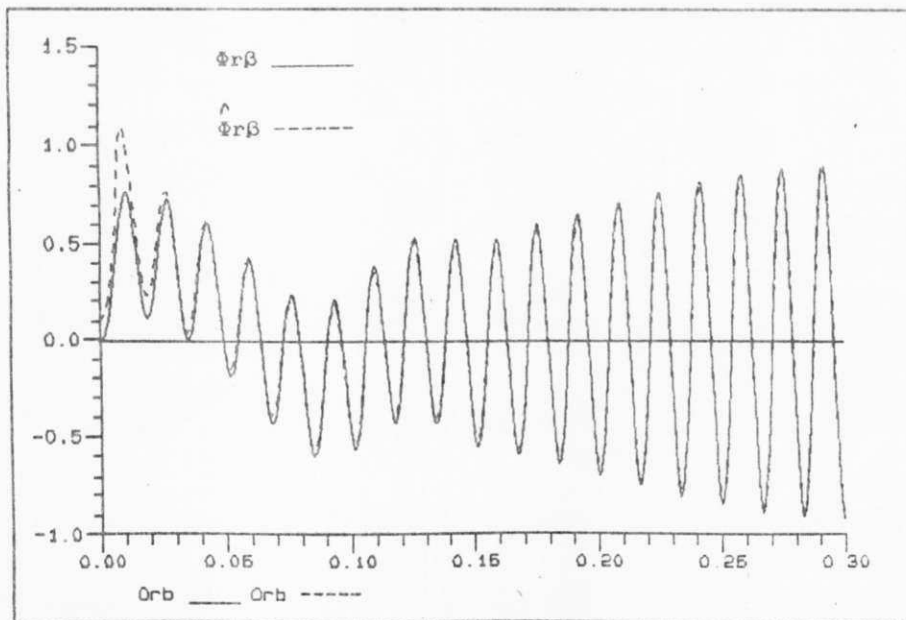
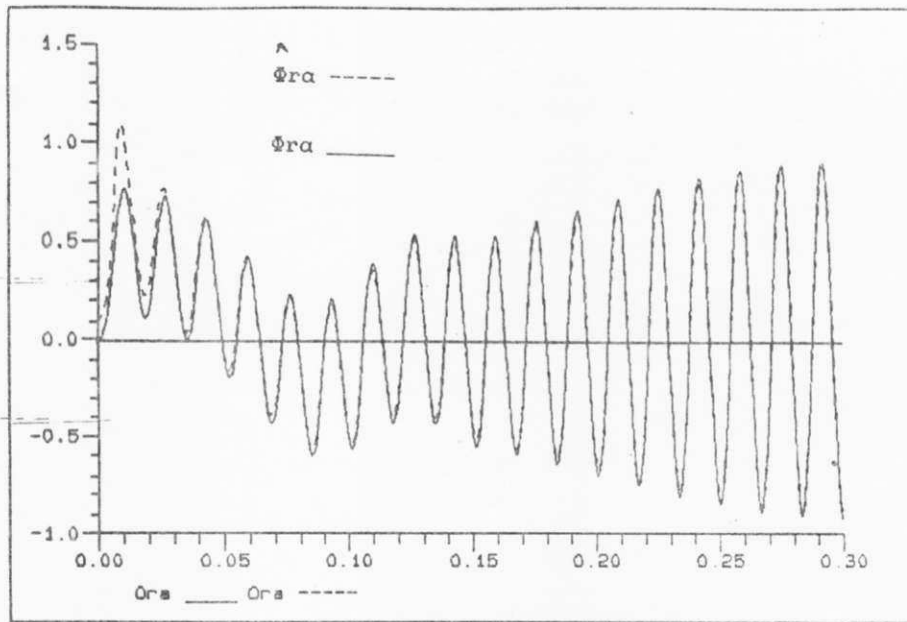


Figura 4.11 - Fluxo rotórico real e estimado nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ .  
 partida do motor - tempo de simulação de 300 ms  
 caso 2c -  $\Phi_{ra}$  [Wb] ,  $\Phi_{rb}$  [Wb]



Faz-se ainda necessário verificar a robustez deste posicionamento de pólos para uma variação paramétrica da constante de tempo rotórica, notou-se que, apesar da polarização já esperada da estimativa do fluxo rotórico devida a uma variação paramétrica, o posicionamento de pólos do caso 2b apresenta sensibilidade pequena a estes erro de modelamento, isto se deve também ao fato de que o período de amostragem escolhido contribue de modo significativo para o amortecimento destas perturbações. Com períodos de amostragem maiores estas perturbações aumentam sensivelmente a polarização da estimativa.

Existem duas maneiras para corrigir o erro estimação do observador devido a variações paramétricas: Uma que consiste na adição de estados extras ao observador, e a outra da consiste da utilização de um observador estendido para observação dos estados e a identificação dos parâmetros.

## 5. PROJETO DE REGULADORES DISCRETOS E SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO

### 5.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é simular o sistema completo no IBM PC incorporando observador de fluxo rotórico e os reguladores de fluxo, corrente e velocidade levando em consideração o atraso de computação. Usando o critério de Jury e a análise da resposta em frequência dos sistemas discretos, os parâmetros dos reguladores são escolhidos. Os resultados são comparados com os resultados obtidos no capítulo 3.

### 5.3 - PROJETOS DOS REGULADORES DISCRETOS

A implementação dos algoritmos de controle, estimação e identificação levam um tempo para sua realização, chamado de "atraso computacional", como mostrado na figura 5.1, onde  $\epsilon$  é o tempo de atraso. Portanto, o atraso computacional deve ser necessariamente levado em consideração quando se implementa um algoritmo de controle por computador. Isto deve ser feito incluindo  $\epsilon$  no modelo do processo obtido através da transformada Z modificada. Assim, representa-se as tres malhas de regulação com os tempos de atraso inseridos nas funções de transferência.

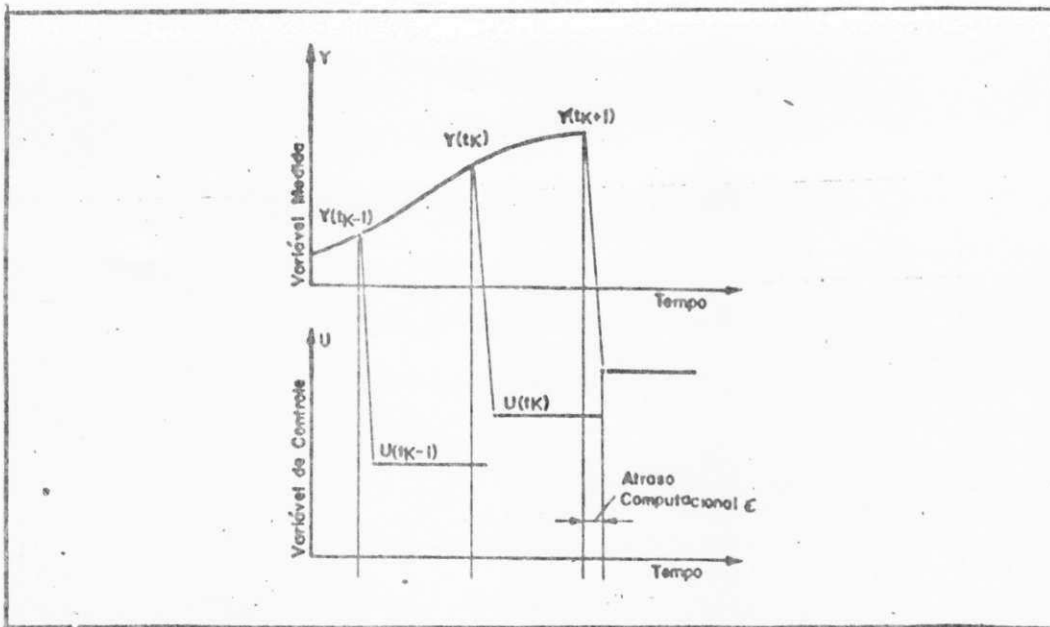


Figura 5.1 - Representação do atraso computacional.

Baseado na malha de fluxo da seção 3.3.1, a malha de regulação discreta de fluxo é mostrada na figura 5.2.

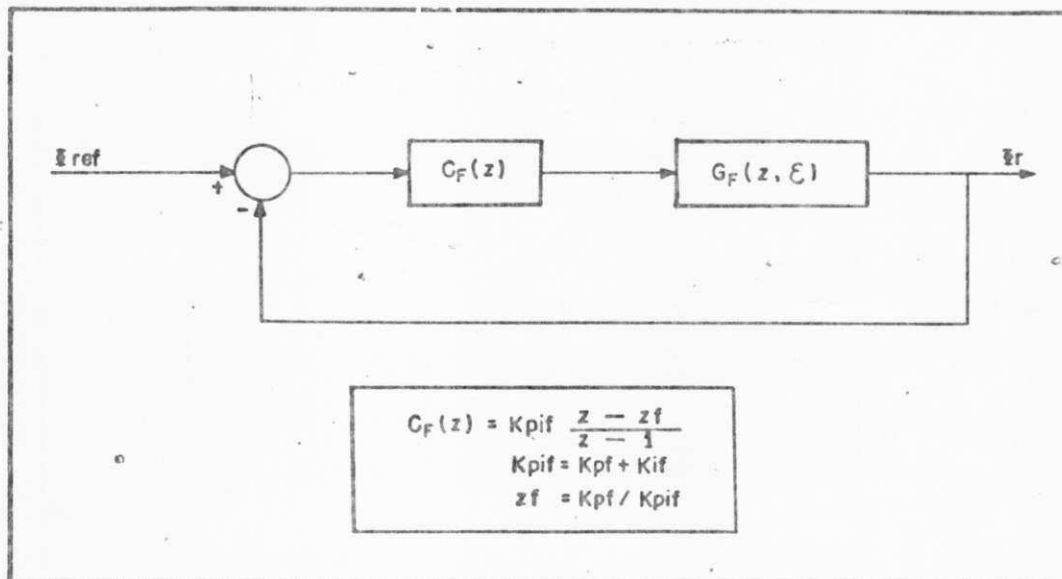


Figura 5.2 - Malha de Regulação de Fluxo.

onde :

$C_F(z)$  é a função de transferência do regulador PI discreto de fluxo.

$G_f(z, \epsilon)$  é a função de transferência discreta de fluxo.

Considerando um segurador de ordem zero e a função de transferência da equação 3.4, a função de transferência discreta  $G_f(z, \epsilon)$  conforme a equação (a3.11) do anexo 3 será dada por :

$$G_f(z, \epsilon) = \text{lm} \cdot \left| \frac{1 - z^{-1} \cdot e^{-\epsilon T_s / T_r}}{z - e^{-T_s / T_r}} \right| \quad (5.1)$$

Na figura 5.3, ve-se o diagrama de blocos da malha de regulação de velocidade.

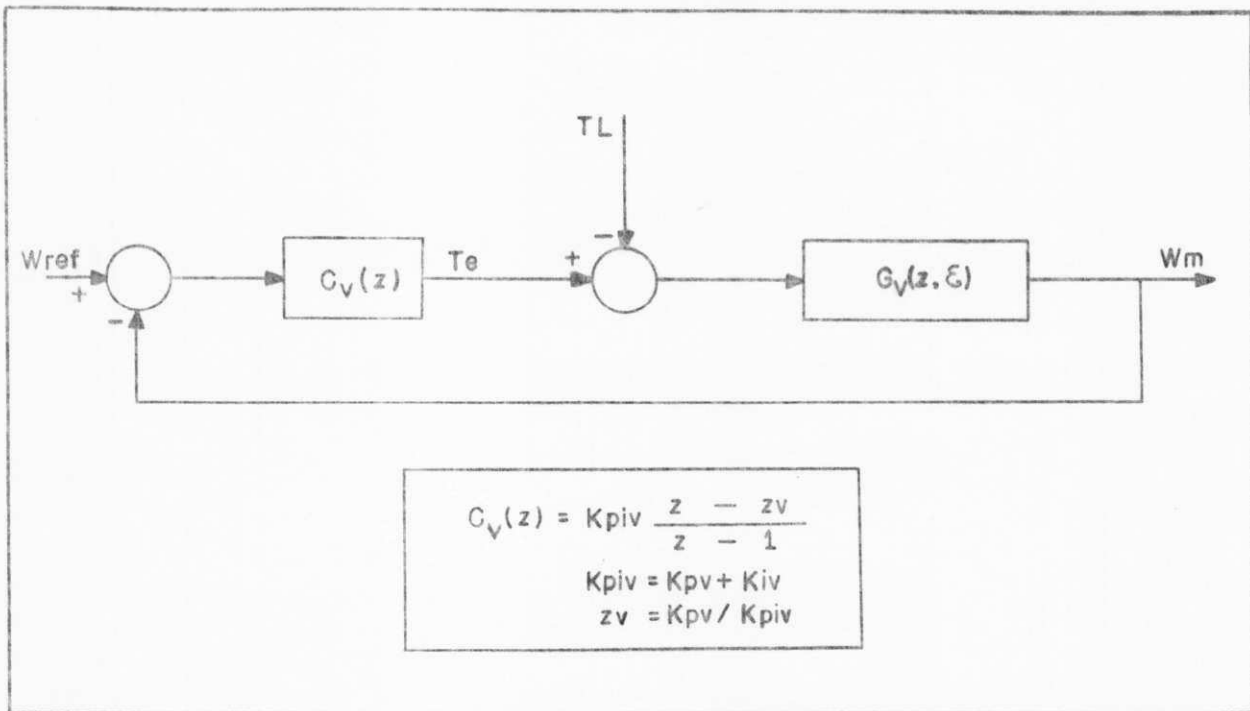


Figura 5.3 - Malha de Regulação Discreta de Velocidade.

onde :

$C_V(z)$  é o regulador PI discreto de velocidade.

$G_V(z, \epsilon)$  é a função de transferência discreta de velocidade.

Assim, tem-se :

$$G_v(z, \epsilon) = \frac{1}{F} \cdot \left| \frac{1 - z^{-1} \cdot e^{-\epsilon T_s / T_v}}{z - e^{-T_s / T_v}} \right| \quad (5.2)$$

onde .

$$T_v = J / F$$

Considerando-se que o período de amostragem e os intervalos de chaveamento dos dispositivos semicondutores de potência são muito pequenos em relação ao tempo de resposta do regulador de velocidade, conseqüentemente, neste caso, não é necessário discretizar o regulador de velocidade.

Na figura 5.4 , vê-se o diagrama de blocos da malha de regulação das correntes .

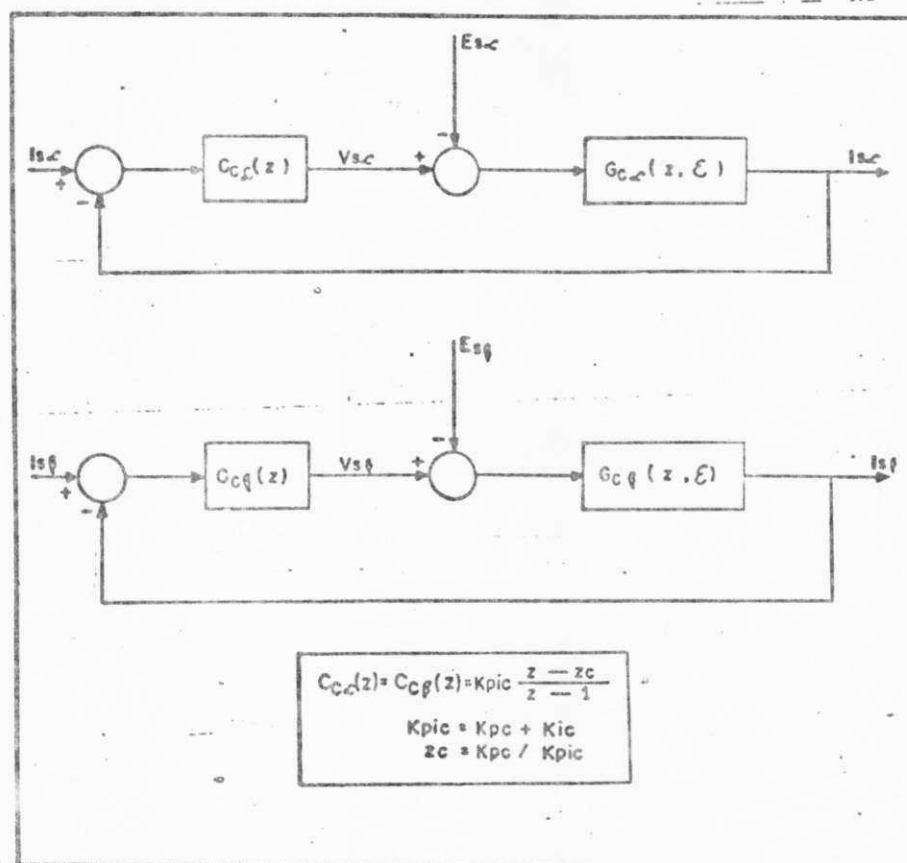


Figura 5.4 - Malha de Regulação Discreta das Correntes.

onde :

$C_C(z)$  é o regulador PI discreto de corrente.

$G_C(z, \epsilon)$  é a função de transferência discreta de corrente.

$$G_C(z, \epsilon) = K \cdot \left| \frac{1 - \frac{z-1}{z} \cdot e^{-\epsilon T_s/T_c}}{z - e^{-T_s/T_c}} \right| \quad (5.3)$$

### 5.3 - ESCOLHA DOS PARAMETROS DOS REGULADORES

Em primeiro lugar, calcula-se as funções de transferência de malha aberta  $G_{f0}(z, 0)$  e  $G_{c0}(z, 0)$  conforme a equação (a3.15) do anexo 3 utilizando-se os parâmetros do motor dados no anexo 2 e sendo  $\delta = 1 - \epsilon c = 0.5$ , tem-se :

$$G_{f0}(z, 0) = z^{-1} \cdot G_f(z, 1-\epsilon c) \quad (5.4a)$$

$$= \frac{(3.481z + 3.473) \cdot 10^{-4}}{z \cdot (z - 0.995)} \quad (5.4b)$$

e,

$$G_{c0}(z, 0) = z^{-1} \cdot G_C(z, 1-\epsilon c) \quad (5.5a)$$

$$= \frac{(0.02492z + 0.02314)}{z \cdot (z - 0.865)} \quad (5.5b)$$

Aplicando-se em seguida o critério de Jury [18] e resposta em frequência calculam-se os parâmetros dos reguladores de fluxo e corrente .

### 5.3.1 - PARAMETROS DO REGULADOR DE FLUXO

Para o cálculo dos parâmetros do regulador PI discreto de fluxo cancelou-se o pólo da função de transferência equação 5.4b com o zero do regulador . Assim, tem-se :

$$\frac{K_{pf}}{K_{pif}} = 0.995 \quad (5.6)$$

Como a equação característica de malha aberta é dada por :

$$1 + C_f(z).G_{fo}(z,0) = 0 \quad (5.7a)$$

obtem-se:

$$1 + C_f(z).G_{fo}(z,0) = z^2 + (3.481 \cdot 10^{-4} \cdot K_{pif} - 1)z + 3.473 \cdot 10^{-4} K_{pif} \quad (5.7b)$$

A partir desta equação determina-se o valor de  $K_{pif}$  para que a malha de regulação de fluxo seja estável. Para tal, usa-se o critério de Jury para um polinômio em  $z$  de segunda ordem.

$$F(z) = a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_0 \quad (5.8)$$

$$a_2 + a_1 + a_0 > 0 \quad (5.9a)$$

$$a_0 - a_1 + a_2 > 0 \quad (5.9b)$$

$$a_2 - a_0 > 0 \quad (5.9c)$$

Logo, considerando-se a equação 5.7 e as inequações 5.9a-c obtém-se:

$$1 - 1 + 3.481 \cdot 10^{-4} \cdot K_{pif} + 3.473 \cdot 10^{-4} \cdot K_{pif} > 0 \quad (5.10a)$$

$$K_{pif} > 0$$

$$1 + 1 - 3.481 \cdot 10^{-4} \cdot K_{pif} + 3.473 \cdot 10^{-4} \cdot K_{pif} > 0 \quad (5.10b)$$

$$K_{pif} < 2.5 \cdot 10^6$$

$$1 - 3.473 \cdot 10^{-4} > 0 \quad (5.10c)$$

$$K_{pif} < 2798.35$$

Dentro da faixa de valores possíveis de  $K_{pif}$  que tornam a malha estável, escolhe-se um valor para tornar a resposta também suficientemente bem amortecida. Para isto, usa-se o critério de margem de fase obtida a partir da resposta harmônica da função :

$$G_o(jW) = C_f(jW) \cdot G_{f_0}(jW, 0) \quad (5.11)$$

onde :

$$0 \leq W \leq \pi \quad (5.12)$$

Segundo Buhler [44] para que um sistema tenha resposta bem amortecida a margem de fase do sistema deve se situar entre os limites :

$$50^\circ \leq \theta_M \leq 70^\circ \quad (5.13)$$

Considerando-se o critério de margem de fase plota-se na figura 5.5 a resposta harmônica da malha de fluxo para um valor de  $K_{pif}$  igual a 800.



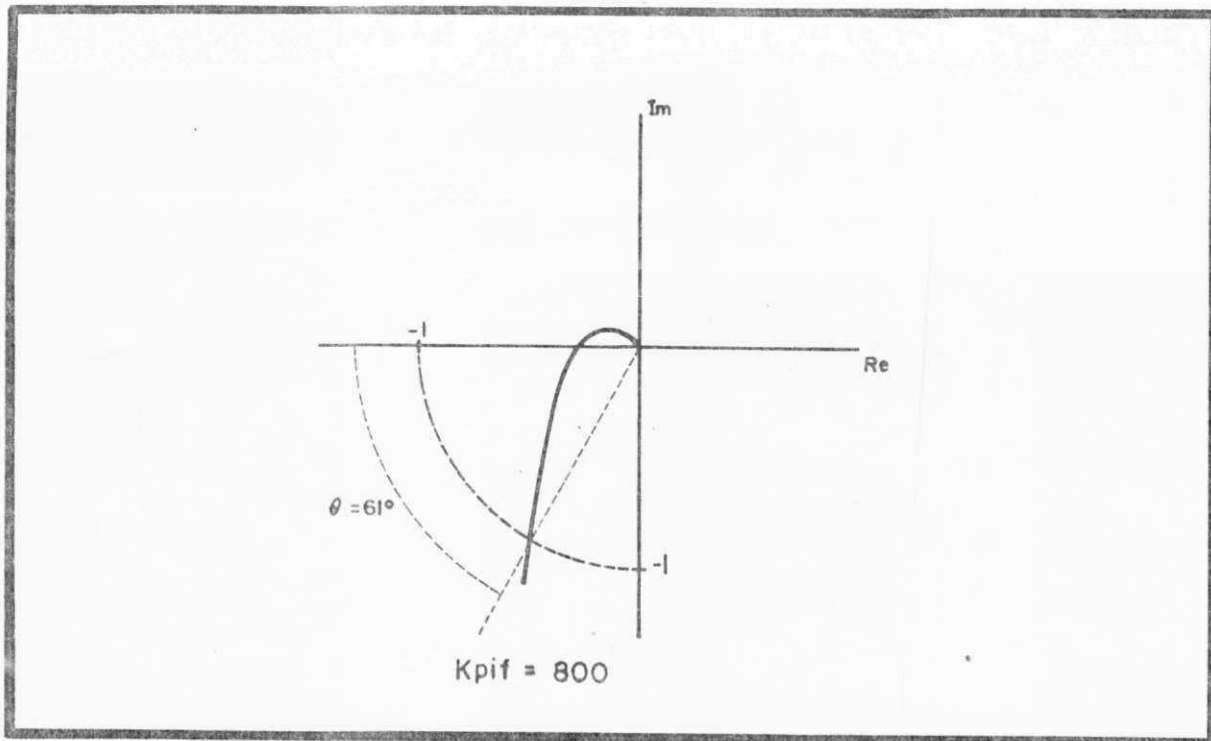


Figura 5.5 - Resposta harmônica da malha de fluxo.

Nota-se na figura acima que a margem de fase  $\theta_M$  é igual a  $61^\circ$ . Portanto, a malha de regulação de fluxo será estável e bem amortecida com um regulador PI discreto com os seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} K_{pf} &= 796 \\ K_{if} &= 4 \end{aligned} \tag{5.14}$$

### 5.3.2 - PARÂMETROS DOS REGULADORES DE CORRENTES

Levando-se em conta que todos os procedimentos desenvolvidos anteriormente para a escolha dos parâmetros do regulador PI discreto de fluxo continuam válidos para o cálculo dos parâmetros do regulador PI discreto de correntes, e sabendo-se que :

$$G_{CA}(z,0) = G_{CB}(z,0) = G_C(z,0) \tag{5.15}$$

resulta :

$$\frac{K_{pc}}{K_{pic}} = 0.865 \quad (5.16)$$

Da equação característica abaixo :

$$1 + C_c(z).G_c(z,0) = 0 \quad (5.17)$$

determina-se a faixa de valores para  $K_{pic}$  que torna a malha de corrente estável, como :

$$K_{pic} > 0 \quad e,$$

$$K_{pic} < 43.2$$

Na figura 5.6 plota-se a resposta harmônica da malha de regulação de corrente para um valor de  $K_{pic}$  igual a 12.

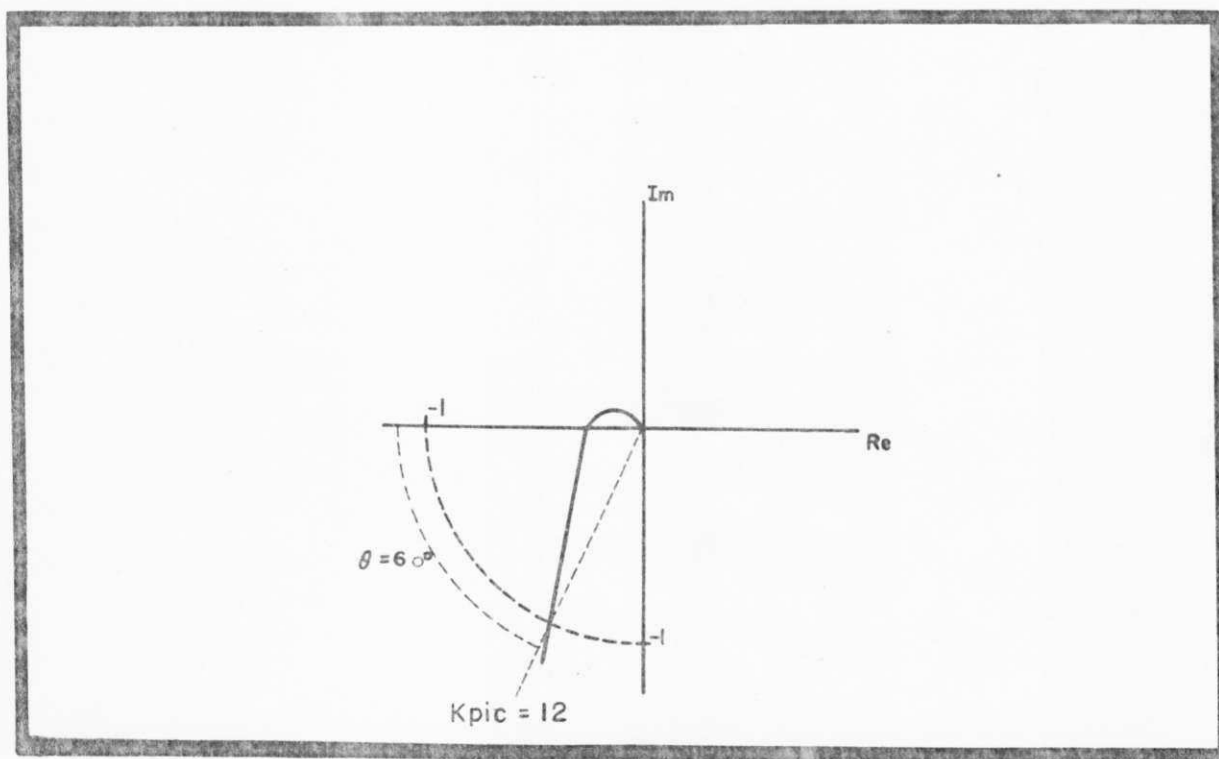


Figura 5.6 - Resposta harmônica da malha de corrente.

Nota-se nesta figura que a margem de fase para este valor de

$K_{pic}$  é de  $60^\circ$ . Portanto, os parâmetros dos reguladores discretos de corrente serão dados por :

$$K_{pc} = 10.38$$

$$K_{ic} = 1.62$$

#### 5.4 - O INVERSOR PWM REGULAR SIMÉTRICO

Existem várias estratégias de controle de chaveamento dos inversores PWM (analógicas/digitais e por microcomputador). Neste trabalho, optou-se pela estratégia de amostragem regular simétrica que apresenta segundo Bowes [8] algumas vantagens quando implementada por técnicas digitais ou por microprocessador.

Com relação a estratégia regular simétrica observa-se da figura 5.5 que a amplitude do sinal modulante 'm' amostrado no instante k é mantida constante até o instante k+1 quando nova amostragem é feita. O período de amostragem é igual ao período do sinal da portadora. As interseções entre o sinal da portadora 'p' e o sinal amostrado 'a' determinam os instantes de chaveamento (tiristores, transistores) e conseqüentemente a largura de pulso do sinal modulado  $\tau_p(k)$ .

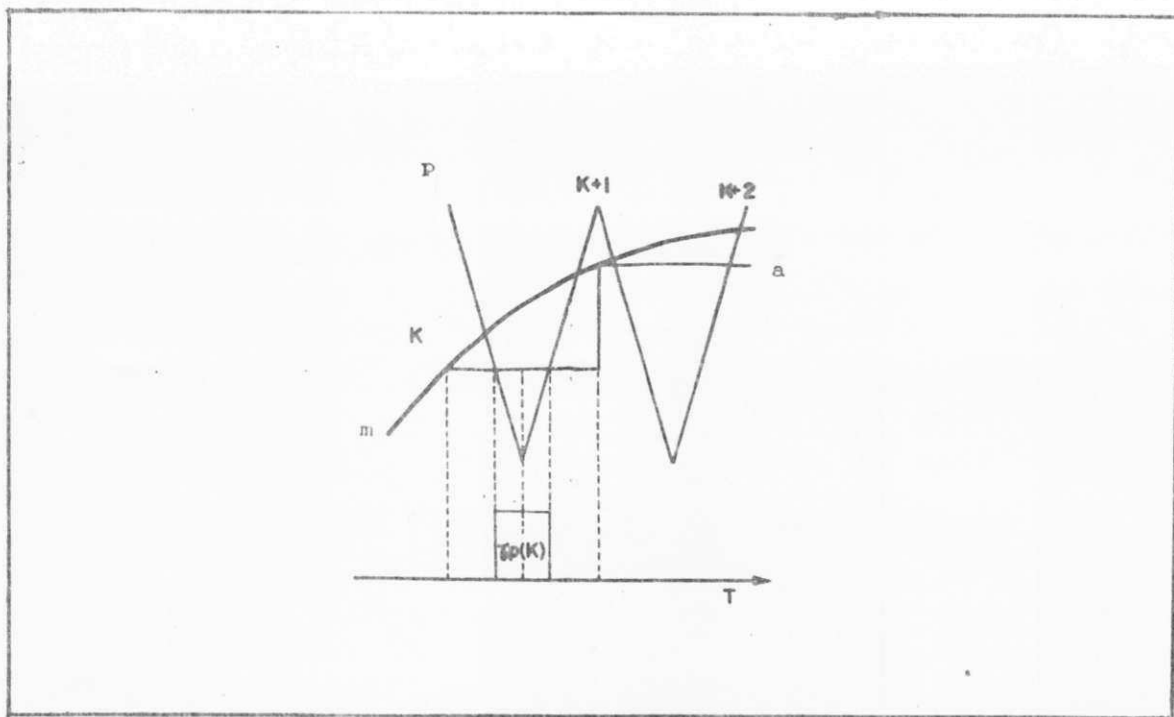


Figura 5.7 - Modulação PWM regular simétrica.

Considerando-se o esquema geral de controle da figura 3.1, tem-se que as tensões  $V_\alpha$  e  $V_\beta$  de referência obtidas na saída dos reguladores de corrente são convertidas pela transformação bifásica-trifásica nas tensões de referência de fase  $V_1(k)$ ,  $V_2(k)$  e  $V_3(k)$ , por:

$$\begin{bmatrix} V_1(k) \\ V_2(k) \\ V_3(k) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & 3/2 \\ -1/2 & -3/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha(k) \\ V_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Que, em seguida, utilizadas para o cálculo das largura dos pulsos das respectivas fases dada pela seguinte expressão para o inversor PWM simétrico:

$$T_p(i,k) = T_a \cdot \left| \frac{1}{2} + \frac{V_i(k)}{E} \right| \quad (5.19)$$

$$i = 1, 2, 3$$

onde :

E --> tensão contínua

$$-1/2 \leq V_i(k)/E \leq 1/2$$

Com as larguras de pulsos obtidos para cada uma das fases determina-se os instantes para os quais cada chave (tiristor ou transistor de potência) comuta em cada braço do conversor PWM — considerou-se ainda que toda chave comuta instantaneamente. As tensões de fase aplicada aos terminais do motor são dadas pela seguinte expressão matricial :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

onde :  $C_i$  é igual a 1 (um) quando a chave está ativa e 0 (zero) em caso contrário.

## 5.5 - REPRESENTAÇÃO DO PRÉ-FILTRO ANALÓGICO

Levando-se em consideração que ruídos de alta frequência produzidos pelo sistema podem mascarar os sinais amostrados é comum utilizar-se antes do amostrador um filtro analógico passa-baixa para atenuar estes componentes indesejáveis de alta frequência. A largura de faixa do filtro analógico  $W_f$  pode

ser escolhida segundo Astrom [4], dentro do intervalo:

$$0.5 \leq W_f \cdot T_s \leq 1 \quad (5.22)$$

Neste trabalho simulou-se um filtro passa-baixa de segunda ordem com função de transferência dada por :

$$G_{\text{filtro}}(s) = \frac{W_f^2}{s^2 + 2 \cdot \epsilon_f \cdot W_f \cdot s + W_f^2} \quad (5.23)$$

onde :

$$W_f = 1000 \text{ rad/s}$$

$$\epsilon_f = 0.707$$

Como a frequência do filtro  $W_f$  é bem maior do que a largura de faixa do sistema de controle a dinâmica do filtro será desprezível.

Desta forma, apresenta-se na figura 5.8 o diagrama de blocos de funcionamento do sistema de regulação da velocidade do motor de indução .

## 5.6 - RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO SISTEMA

Com o conjunto de equações não-lineares \_ que representam o comportamento dinâmico do motor de indução \_ simulado pelo método de integração de Runge-Kutta de quarta ordem e o observador de fluxo rotórico representado pelas equações discretizadas, obtidas no capítulo anterior, e considerando-se ainda que todos os atrasos computacionais foram inseridos para o cálculo dos parâmetros dos reguladores é realizada a regulação discreta da velocidade do motor de indução.

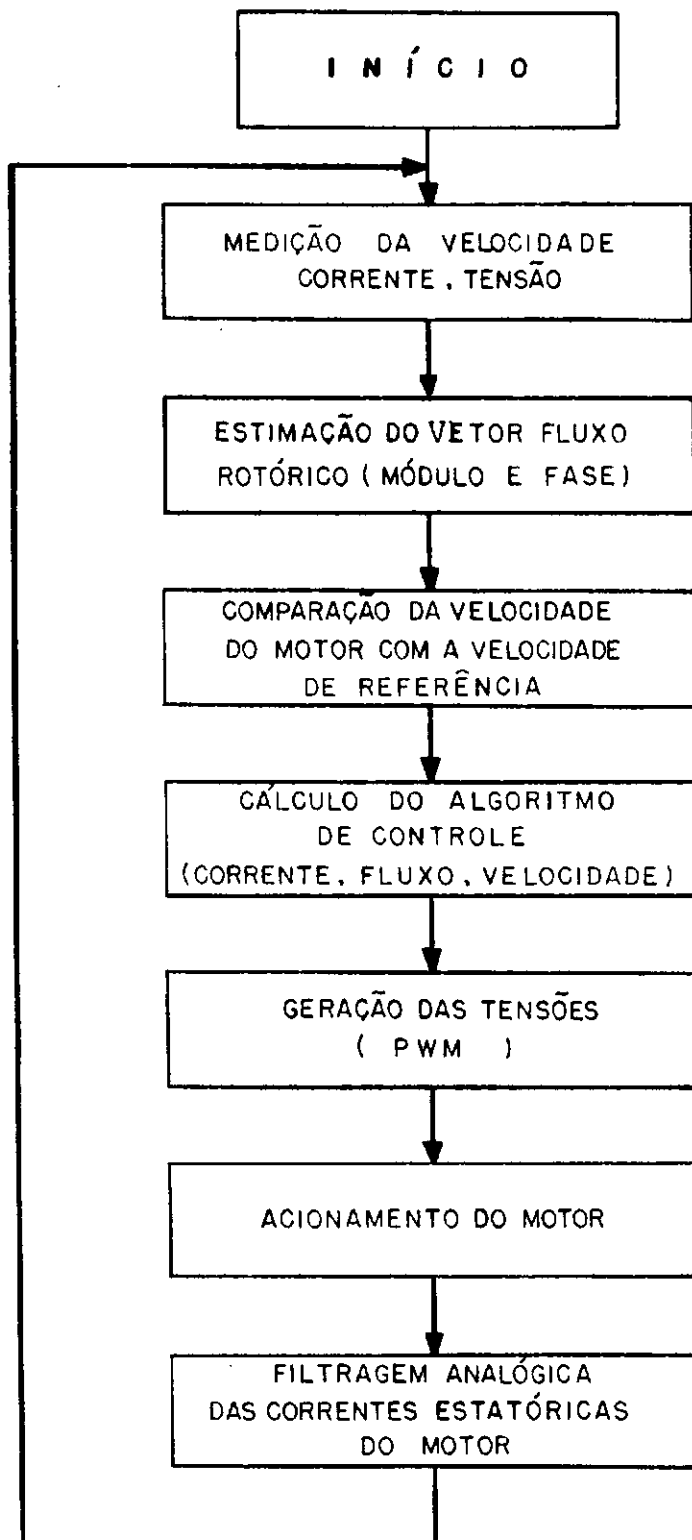


Figura 5.8 - Diagrama em blocos do software do sistema de controle digital de velocidade do motor.

Verifica-se nas figs. 5.9 e 5.10 o desempenho do sistema de regulação da velocidade do motor de indução operando a vazio com velocidades de referência iguais a 55 e 175 rad/s. Destas figuras vê-se que apesar da discretização do sistema o desempenho da regulação não foi afetado e a velocidade do motor ajusta-se rapidamente ao valor da velocidade de referência de modo idêntico ao caso contínuo do capítulo 3 onde foram feitas várias idealizações. Isto é, sem sobressinal acentuado de velocidade e com um rápido tempo de acomodação.

Verifica-se também que a inclusão do inversor PWM causa o aparecimento de tensões harmônicas que causam pequenas oscilações no torque eletromagnético do motor sem prejudicar o desempenho do sistema de regulação de velocidade.

Como pode ser notado na figura 5.11, apesar do transitório ocorrido devido a reversão da velocidade o observador projetado no capítulo precedente, apresenta uma resposta satisfatória quando utilizado no sistema de controle, convergindo de modo rápido para o valor esperado do fluxo rotórico.



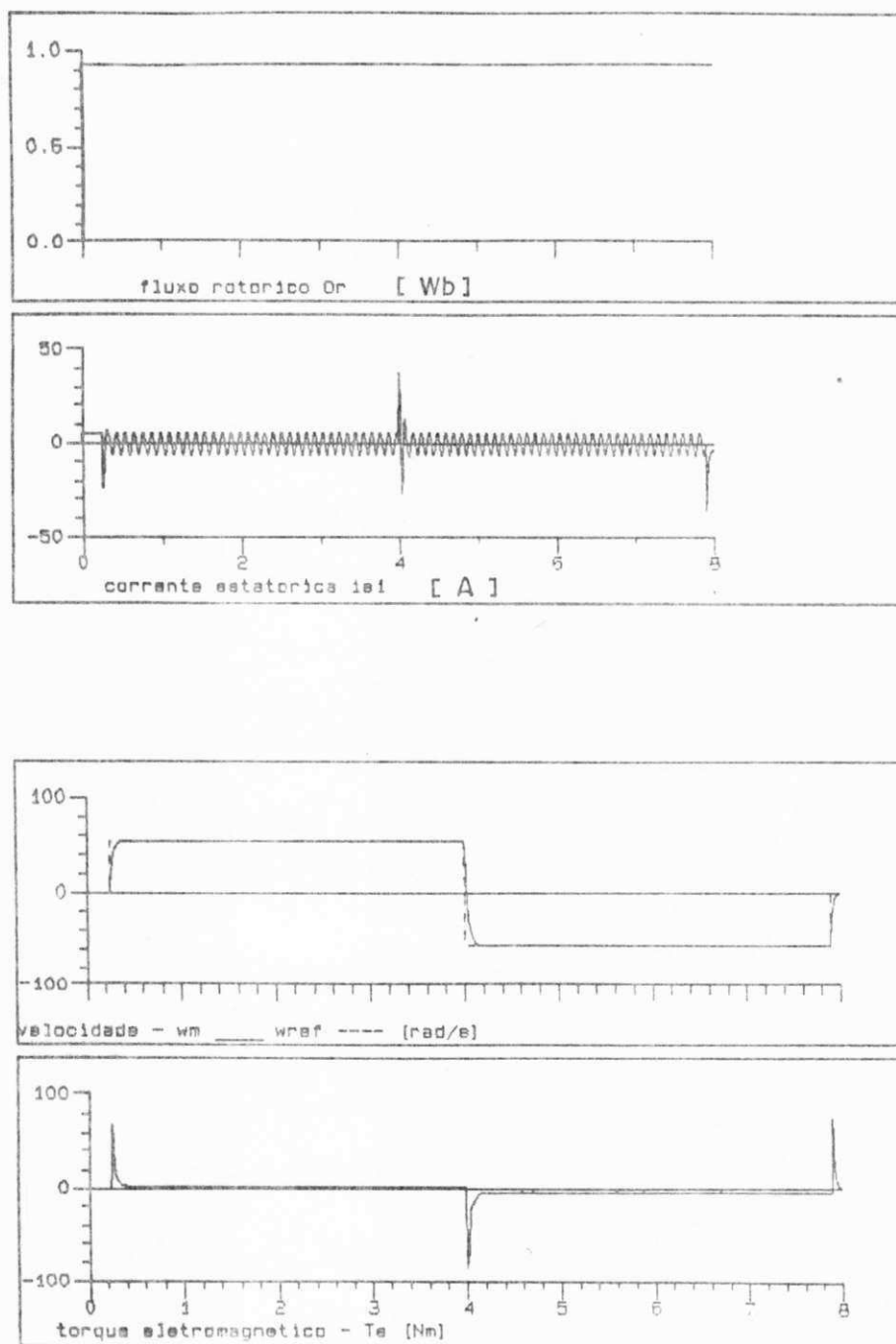


Figura 5.9 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade discretizado,  $w_{ref} = 55, 0, -55$  rad/s

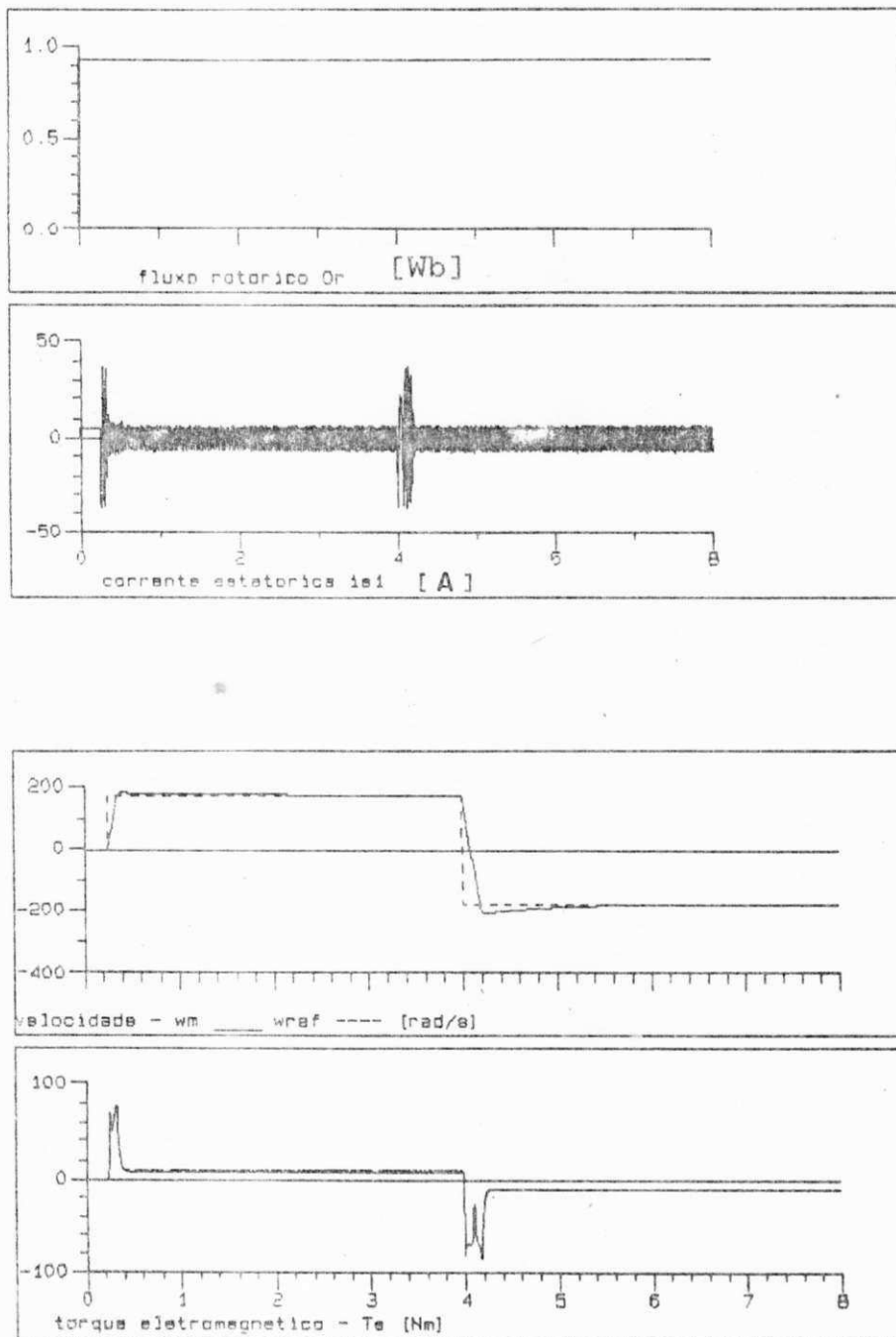


Figura 5.10 - Desempenho do sistema de regulação da velocidade discretizado,  $w_{ref} = 175, 0, -175$  rad/s

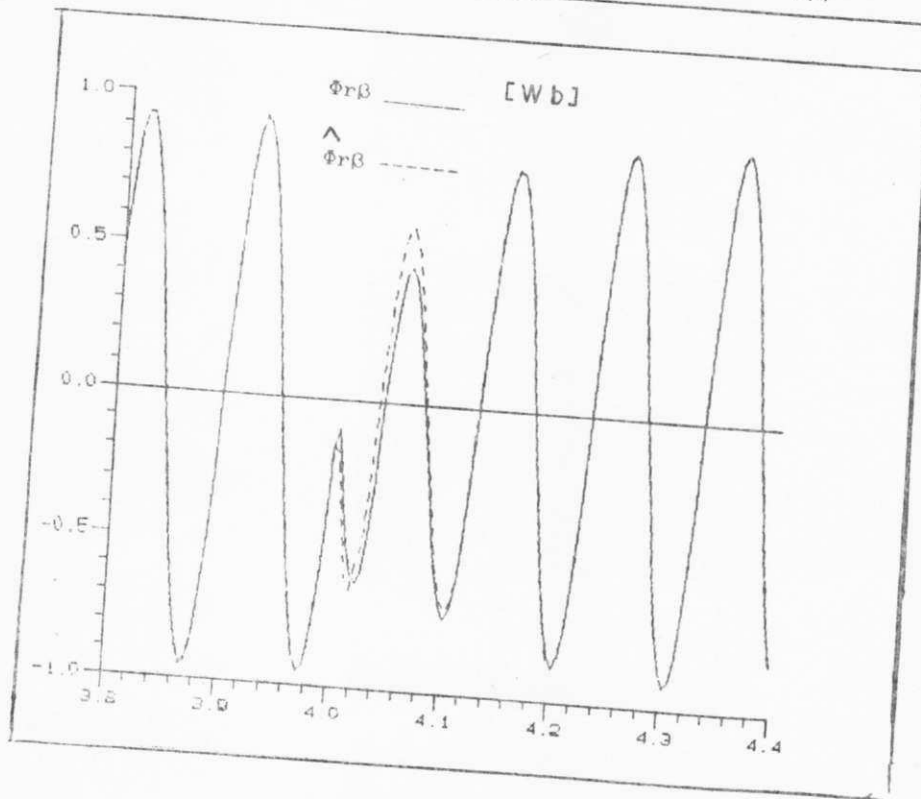
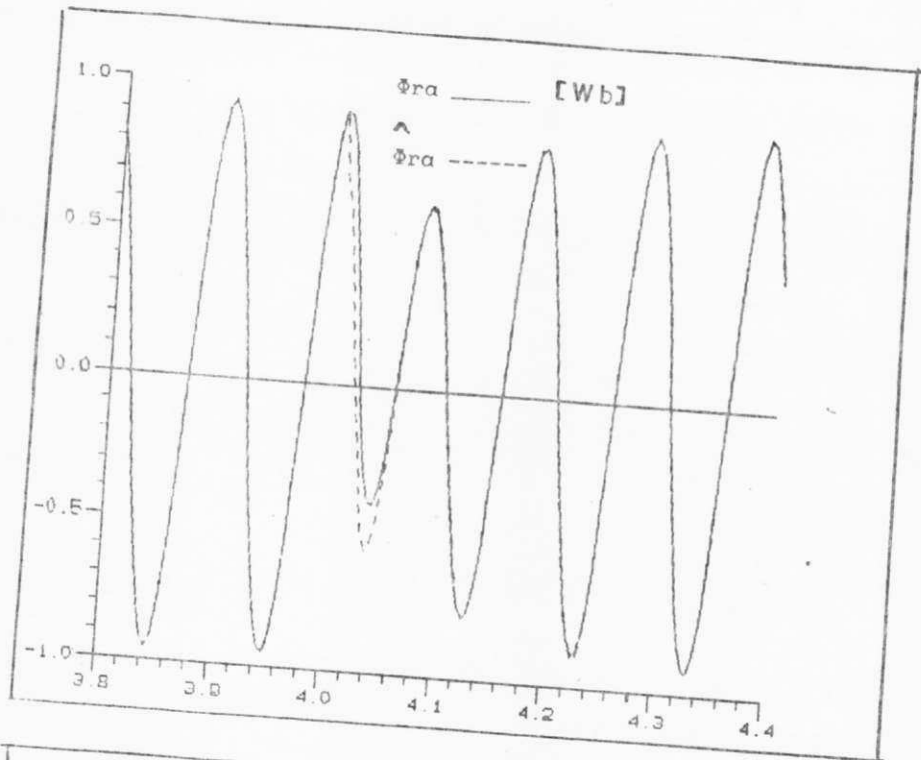


Figura 5.11 - Fluxo rotorico real e estimado nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$  quando ocorre a reversão da velocidade do motor.  $w_{ref} = 55, 0, -55 \text{ rad/s}$ .

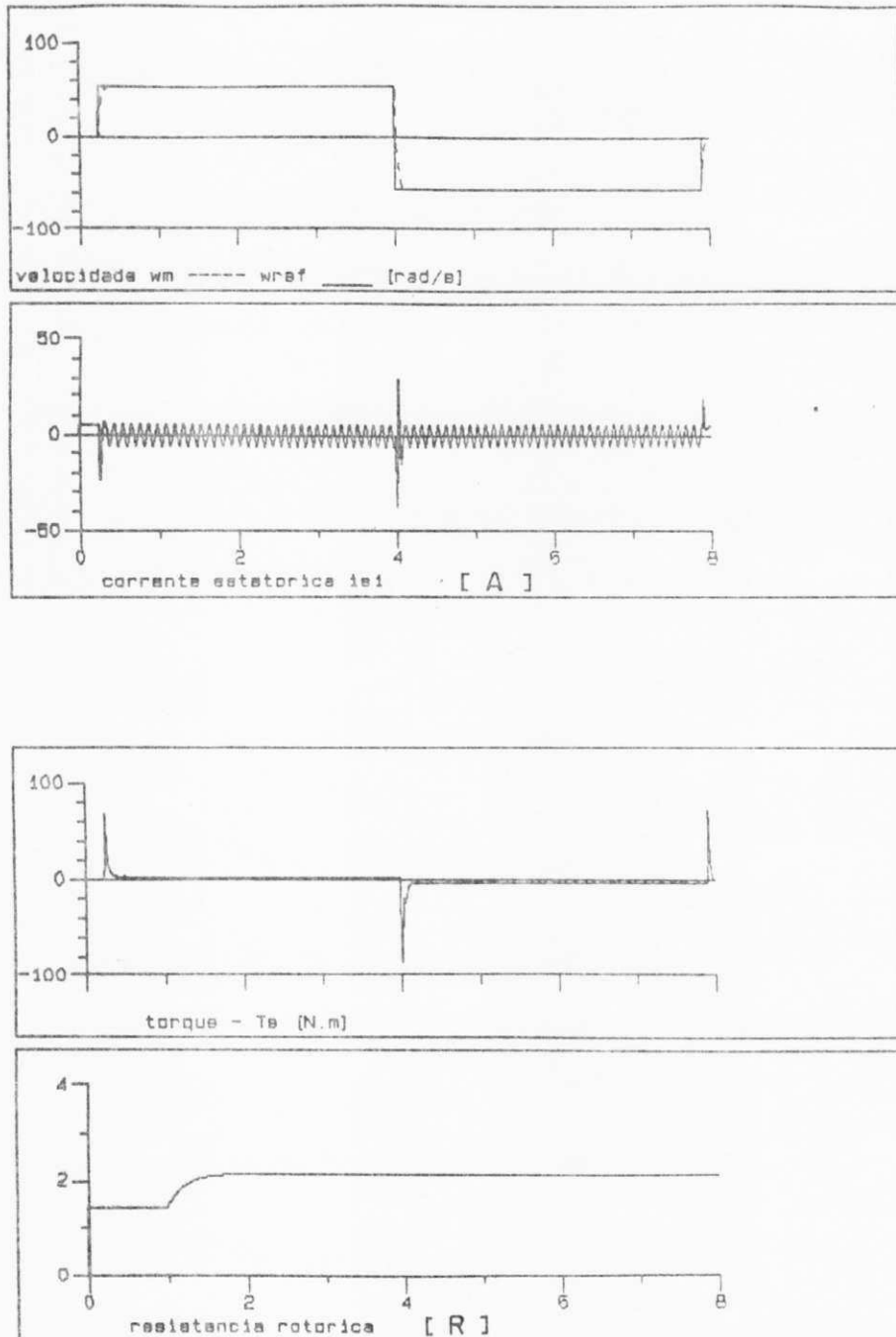


Figura 5.12 - Desempenho sistema de regulação da velocidade quando ocorre uma variação da resistência rotórica.

Verificou-se também a robustez do sistema de regulação para uma variação da resistência rotórica da forma descrita na figura 5.12. Como se sabe na prática a resistência rotórica varia lentamente com o aumento da temperatura nos enrolamentos do motor e não bruscamente como pode ser visto na figura 5.12. Apesar da variação da resistência rotórica, o sistema apresentou boa robustez a esta variação uma vez que a estimativa do fluxo rotórico pelo observador projetado foi muito pouco polarizada pelo aumento desta resistência e o desempenho da regulação não foi afetado. Assim, a velocidade do motor acompanha de modo rápido a velocidade de referência. Neste caso, em que o período de amostragem escolhido é de 0.5 ms o erro de estimação do fluxo rotórico é muito baixo. Contudo, quando o período de amostragem é aumentado o erro de estimação devido a variação da resistência rotórica aumenta consideravelmente e como erros na magnitude e na fase do vetor fluxo rotórico podem causar a degradação do controle da velocidade do motor devido a orientação incorreta das componentes da corrente de comando, faz-se necessário a identificação da resistência rotórica a qual neste trabalho será realizada no capítulo 6.

## 6. OBSERVADOR COM IDENTIFICAÇÃO DE PARAMETROS

### 6.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo o observador estendido de fluxo com identificação dos parâmetros é considerado. A teoria geral do observador estendido de Luenberger é estudada.

A teoria do observador é geralmente confinada aos problemas de sistemas lineares com parâmetros conhecidos. Notou-se no cap.3 , que erros paramétricos podem causar a polarização da estimação do fluxo rotórico. Particularmente, erros com relação ao ângulo de fase, poderão provocar interações devida a orientação incorreta das correntes de estator que podem resultar na degradação da qualidade do controle. O observador, portanto não fornece uma solução adequada aos problemas de estimação com as plantas caracterizadas por parâmetros desconhecidos.

O problema da construção de observadores com sensibilidade nula para uma classe de variações dos parâmetros do sistema foi tratado por Bhattacharyya[46]. Uma aproximação promissora neste sentido tem sido o projeto do observador adaptativo usando teoria de estabilidade de Lyapunov. O observador reconstrói os estados do sistema enquanto ele tem seus parâmetros variados por um esquema adaptativo.

## FORMULAÇÃO DO OBSERVADOR/IDENTIFICADOR

Dado o modelo do sistema dinâmico

$$\dot{x} = A.x + B.u \quad (6.1)$$

$$y = C.x \quad (6.2)$$

onde  $x \in R^n$ ,  $y \in R^m$  com  $p$  parâmetros desconhecidos, um modelo aumentado do sistema será dado por [32]:

$$\dot{x}_a = f(x_a) + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} .u = f(x_a) + B_a.u \quad (6.3)$$

$$y = C_a.x_a = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} .x_a \quad (6.4)$$

onde os parâmetros desconhecidos são adicionados ao sistema original como :

$$\dot{x}_{n+1} = 0, \dots, \dot{x}_{n+p} = 0 \quad (6.5)$$

A equação (6.5) é expandida em série de Taylor em torno de um valor nominal do espaço aumentado  $X_a$ . O ponto  $E$  será a melhor estimativa de  $x_a$  nos intervalos de atualização e será constante por parte entre as atualizações. Então, truncando a série no termo de primeira ordem, tem-se :

$$\dot{x}_a = f(E) + \frac{df(\cdot)}{dx_a} .(x_a - E) + B_a.u \quad (6.6)$$

$$= \frac{df(E)}{dx_a} .x_a + B_a.u + f(E) - \frac{df(E)}{dx_a} . \quad (6.7)$$

$$= M.x_a + B_a.u + g(E) \quad (6.8)$$

onde :

$$A_a = \begin{bmatrix} A_{a1} & A_{a2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{df_n(E)}{dx_n} & \frac{df_n(E)}{dx_p} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

$$f(E) = \begin{bmatrix} f_n(E) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{a1} \cdot E_n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

$$g(E) = \begin{bmatrix} g_n(E) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_{a2} \cdot E_p \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Usa-se os subscritos n para referir-se as primeiras entradas do vetor original e p aos últimos componentes acrescentados.

Define-se o observador de ordem n-m+p, como :

$$\dot{z} = F.z + K.C_a \cdot x_a + T.g + T.B_a \cdot u \quad (6.12)$$

onde T deve satisfazer a equação matricial :

$$T.M - K.C_a = F.T \quad (6.13)$$

então espera-se que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z(t) = T.x_a \quad (6.14)$$

dentro da precisão da linearização, e a estimativa de  $x_a$  pode ser reconstruída de :

$$x_a = \begin{bmatrix} T \\ C_a \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} \quad (6.15)$$



A cada intervalo de atualização faz-se  $E \leftarrow x_a$  e recalcula-se  $T(E)$  e  $g(E)$ . Isto ocorrerá em intervalos correspondentes a várias constantes de tempo do observador, tal que os erros de perturbações e erros de condição inicial serão minimizados; e ainda, o intervalo deverá ser pequeno o bastante para que  $x_a$  fique próximo de  $E$  e a linearização é válida.

### 6.3 - O OBSERVADOR/IDENTIFICADOR DESACOPLADO.

Considerando-se o observador/identificador ordem reduzida  $(n-m+p)$  definido por:

$$\dot{z} = F.z + K.C_a.x_a + T.B_a.u + T.g(E) \quad (6.16)$$

a equação matricial de realimentação direta associada necessária para o projeto do observador pode ser escrita por:

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} n & p \\ n-m & \left[ \begin{array}{cc} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{array} \right] \\ p & \end{matrix} \begin{matrix} n & p \\ n & \left[ \begin{array}{cc} M_1 & M_2 \\ 0 & 0 \end{array} \right] \\ p & \end{matrix} \\
 & \begin{matrix} n-m & p \\ n-m & \left[ \begin{array}{cc} F_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{array} \right] \\ p & \end{matrix} \begin{matrix} n & p \\ n-m & \left[ \begin{array}{cc} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{array} \right] \\ p & \end{matrix} \\
 = & \begin{matrix} m \\ n-m & \left[ \begin{array}{c} K_1 \\ K_2 \end{array} \right] \\ p & \end{matrix} \begin{matrix} m \\ m \left[ \begin{array}{cc} C & 0 \end{array} \right] \\ m & \end{matrix} = \begin{matrix} n & p \\ n-m & \left[ \begin{array}{cc} K_1.C & 0 \\ K_2.C & 0 \end{array} \right] \\ p & \end{matrix} \quad (6.17)
 \end{aligned}$$

onde,

$$F = \text{diag}(F_1, F_2) \quad (6.18a)$$

$$F_1 = \text{diag}(-h_1, \dots, -h_{n-m}) \quad (6.18b)$$

$$F_2 = \text{diag}(-h_{n-m+1}, \dots, -h_{n-m+p}) \quad (6.18c)$$

das equações 6.17 e 6.18 tem-se as seguintes equações matriciais:

$$(1) T_{11}.A_{a1} - F_1.T_{11} = K_1.C \quad (6.19a)$$

$$(2) T_{11}.A_{a2} - F_1.T_{12} = 0 \quad (6.19b)$$

$$(3) T_{21}.A_{a1} - F_2.T_{21} = K_2.C \quad (6.19c)$$

$$(4) T_{21}.A_{a2} - F_2.T_{22} = 0 \quad (6.19d)$$

A equação do observador/identificador pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{z}_{n-m} \\ \dot{z}_p \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} F_1 & 0 \\ 0 & F_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{n-m} \\ z_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1.C \\ K_2.C \end{bmatrix} \cdot x_n \\ &+ \begin{bmatrix} T_{11} \\ T_{21} \end{bmatrix} \cdot B.u + \begin{bmatrix} T_{11} \\ T_{21} \end{bmatrix} \cdot g(E) \end{aligned} \quad (6.20)$$

onde os subscritos  $n-m$  e  $p$  referem-se aos  $n-m$  primeiros estados e aos  $p$  últimos estados, respectivamente. Nota-se que estes dois conjuntos de estados são desacoplados, no mínimo, na dinâmica do sistema. Todavia, ainda estão ainda acoplados com relação à reconstrução do estado e as estimativas dos parâmetros, obtidos de :

$$\begin{bmatrix} z_{n-m} \\ z_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ x_p \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$$y = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_n \\ x_p \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

Considera-se agora, o comportamento de cada um destes dois conjuntos de estados separadamente. Primeiro :

$$\dot{z}_{n-m} = F_1 \cdot z_{n-m} + K_1 \cdot C \cdot x_n + T_{11} \cdot B \cdot u - T_{11} \cdot M_2 \cdot E \quad (6.23)$$

onde :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z_{n-m} = T_{11} \cdot x_n + F_1^{-1} \cdot T_{11} \cdot M_2 \cdot x_p \quad (6.24)$$

o vetor  $E_p$  é justamente a melhor estimativa de  $x_p$  (o vetor de parâmetro) no último intervalo de atualização. A resposta forçada devido ao termo constante  $T \cdot g(E) = -T_{11} \cdot M_2 \cdot E_p$  é justamente:

$$\dot{z}_{n-m}(\text{forçada}) = F^{-1} \cdot T_{11} \cdot M_2 \cdot E_p = F^{-1} \cdot T_{11} \cdot M_2 \cdot x_p(\tau) \quad (6.25)$$

quando  $x_p = x_p$ , há um observador equivalente:

$$\dot{z}_{n-m} = F_1 \cdot z_{n-m} + K_1 \cdot C \cdot x_n + T_{11} \cdot B \cdot u \quad (6.26a)$$

$$\dot{z}_{n-m} \rightarrow T_{11} \cdot x_n \quad (6.26b)$$

Este é reconhecido como um observador linear invariante padrão de Luenberger, onde a equação :

$$T_{11} \cdot M_1 - F_1 \cdot T_{11} = K_1 \cdot C \quad (6.27)$$

é idêntica ao problema linear invariante, e onde  $A_{a1} = A$  é a última melhor estimativa da matriz coeficiente do sistema original. Que é atualizada no tempo,  $A = A_{a1}$ . O estado estimado é recuperado de :

$$x_n = \begin{bmatrix} T_{11} \\ C \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} z_{n-m} \\ y \end{bmatrix} \quad (6.28)$$

Para qualquer sistema linear invariante a ser observado com um observador linear de estado de  $n-m$  ésima ordem, onde o erro paramétrico (que é, a diferença entre a planta e o modelo do qual o observador é construído) é expresso como:

$$e_p = x_p - E_p \quad (6.29)$$

o estado do observador converge para

$$\dot{z}_{n-m} = T_{11} \cdot x_n + F_1^{-1} \cdot T_{11} \cdot M_2 \cdot e_p \quad (6.30)$$

Então:

$$x_n = \begin{bmatrix} T_{11} \\ y \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} z_{n-m} - F_1^{-1} T_{11} M_2 e_p \\ y \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

Isto demonstra a necessidade da identificação paramétrica uma vez que qualquer erro de modelamento causa uma polarização imediata na reconstrução do estado.

Considera-se agora a equação :

$$\dot{z}_p = F_2 \cdot z_p + K_2 \cdot C \cdot x_n + T_{21} \cdot B \cdot u - T_{21} \cdot M_2 \cdot E_p \quad (6.32)$$

O vetor  $z_p$  converge para :

$$z_p T_{21} \cdot x_n + T_{22} \cdot x_p = T_{21} \cdot x_n + F_2^{-1} T_{21} \cdot M_{21} \cdot x_p. \quad (6.33)$$

a cada intervalo de atualização, a nova estimativa do parâmetro é formada.

$$x_p = (T_{21} \cdot M_2)^{-1} \cdot F_2 \cdot (z_p - T_{21} \cdot x_n). \quad (6.34)$$

O desenvolvimento acima define um observador/identificador desacoplado. Em geral, para convergência, os autovalores do observador devem ser mais negativos do que aqueles do identificador.

#### 6.4 - OBSERVADOR/IDENTIFICADOR PARA MOTOR DE INDUÇÃO

De acordo com as equações (2.6a-c) para o motor de indução e considerando-se a constante de tempo rotórica inversa como o parâmetro a ser identificado tem-se a seguinte equação linearizada:

$$\dot{x}_a = \begin{bmatrix} A_{a1} & A_{a2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot x_a + B_a \cdot u + g(E) \quad (6.35)$$

Desta maneira, o vetor aumentado de estado será dado por:

$$x_a(t) = [i_{sd}(t) \quad i_{sq}(t) \quad \Phi_{rd}(t) \quad \Phi_{rq}(t) \quad \theta_r(t)]^T \quad (6.36)$$

onde:

$$A_{a1} = \begin{bmatrix} -r_s \cdot A_r - E_5 \cdot l_m \cdot A_m & \omega_e & E_5 \cdot A_m & A_m \cdot \omega_m \\ -\omega_e & -r_s \cdot A_r - E_5 \cdot A_m & -A_m \cdot \omega_m & E_5 \cdot A_m \\ E_5 \cdot l_m & 0 & -E_5 & \omega_e - \omega_m \\ 0 & E_5 \cdot l_m & -(\omega_e - \omega_m) & -E_5 \end{bmatrix}$$

$$A_{a2} = \begin{bmatrix} -lm.Am.E_1 + Am.E_3 \\ -lm.Am.E_2 + Am.E_4 \\ lm.E_1 - E_3 \\ lm.E_2 - E_4 \end{bmatrix} \quad ; \quad g(E) = \begin{bmatrix} -A_{a2}.E_5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B_a = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$$

onde  $E_1, E_2, E_3, E_4$  e  $E_5$ , são as estimativas do vetor  $x_a(t)$  obtidas no último intervalo de amostragem.

Como o sistema aumentado é observável, o observador linear pode ser projetado de acordo com o método apresentado na seção anterior. Este observador estima as componentes de fluxo rotórico e identifica a inversa da constante de tempo do rotor.

Então, a equação do observador/identificador será dada pela equação (6.20):

$$\dot{z}_{n-m} = F_1.z_{n-m} + K_1.C.x_n + T_{11}.B.u + T_{11}.g(E) \quad (6.38)$$

$$\dot{z}_p = F_2.z_p + K_2.C.x_n + T_{21}.B.u + T_{21}.g(E) \quad (6.39)$$

Assim, tem-se de acordo com a equação 45, sendo  $n=4$ ,  $m=2$  e  $p=1$  :

$$\begin{aligned} F_1 &= \text{diag}(h_1, h_2) \\ F_2 &= \text{diag}(h_3) \end{aligned} \quad (6.40)$$

Sendo, as matrizes  $T$  e  $K$  escolhidas do seguinte modo:

$$T_{11} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & 1 & 0 \\ t_{21} & t_{22} & 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad T_{12} = \begin{bmatrix} t_{15} \\ t_{25} \end{bmatrix}$$

$$T_{21} = \begin{bmatrix} t_{31} & t_{32} & t_{33} & 1 \end{bmatrix} ; \quad T_{22} = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}$$

e a matriz K, dada por:

$$K_{11} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} ; \quad K_{21} = \begin{bmatrix} k_{31} & k_{32} \end{bmatrix}$$

alguns coeficientes da matriz T são arbitrados porque o grau de liberdade não permite o cálculo de todos os seus elementos.

Assim, substituindo T, K, F, A<sub>a1</sub> e A<sub>a2</sub> nas equações (32.a-d), encontramos os valores dos coeficientes das matrizes T e K.

Desta forma, as equações do subsistema para observação do fluxo rotórico ficam definidas como:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1(t) &= h_1.z_1(t) + k_{11}.x_1(t) + k_{12}.x_2(t) + Ar.t_{11}.u_{ds}(t) \\ &\quad Ar.t_{12}.u_{qs}(t) - P_1.E_5. \end{aligned} \quad (6.41)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_2(t) &= h_2.z_2(t) + k_{21}.x_1(t) + k_{22}.x_2(t) + Ar.t_{21}.u_{ds}(t) \\ &\quad Ar.t_{22}.u_{qs}(t) - P_2.E_5. \end{aligned} \quad (6.42)$$

e para o subsistema identificador, tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{z}_3(t) &= h_3.z_3(t) + k_{31}.x_1(t) + k_{32}.x_2(t) + Ar.t_{31}.u_{ds}(t) \\ &\quad Ar.t_{32}.u_{qs}(t) - P_3.E_5. \end{aligned} \quad (6.43)$$

onde:

$$P_1 = P.(Am.t_{11} - 1) + Am.Q.t_{12} \quad (6.44a)$$

$$P_2 = Q.(Am.t_{22} - 1) + Am.P.t_{21} \quad (6.44b)$$

$$P_3 = (-lm.Am.E_1 + Am.E_3).t_{31} + (-lm.Am.E_2 + Am.E_4).t_{32} \\ + (lm.E_1 - E_3).t_{33} + (lm.E_2 - E_4) \quad (6.44c)$$

$$P = -lm.E_1 + E_3 \quad (6.44d)$$

$$Q = -lm.E_2 + E_4. \quad (6.44e)$$

Assim,  $\hat{x}_3(t)$ ,  $\hat{x}_4(t)$  e  $\hat{x}_5$  representam respectivamente o fluxo rotórico estimado nos eixos d e q e o inverso da constante de tempo rotórica identificada que são obtidos a partir da equação (6.15). Logo:

$$\hat{x}_3 = z_1 - t_{11}.x_1(t) - t_{12}.x_2 - P_1.x_5(t)/h_1. \quad (6.45)$$

$$\hat{x}_4 = z_2 - t_{21}.x_1(t) - t_{22}.x_2 - P_2.x_5(t)/h_2. \quad (6.46)$$

$$\hat{x}_5 = h_3.(z_3 - t_{31}.x_1(t) - t_{32}.x_2 - t_{33}.x_3 - x_4) \quad (6.47)$$

onde :

$$\hat{x}_3 = \hat{\Phi}_{rd}$$

$$\hat{x}_4 = \hat{\Phi}_{rq}$$

$$\hat{x}_5 = \hat{\theta}_r$$

$$\hat{\Phi}_r = \sqrt{\hat{\Phi}_{rd}^2 + \hat{\Phi}_{rq}^2}$$

Como a constante rotórica inversa de tempo do motor de indução varia lentamente com o aumento de temperatura e a informação de fluxo precisa ser atualizada com maior rapidez



possível pode-se, neste caso, usar os valores estimados obtidos para auxiliar junto com a saída do sistema o identificador. Ou seja, podemos ter um observador/identificador operando de modo assíncrono conforme a figura 6.1.

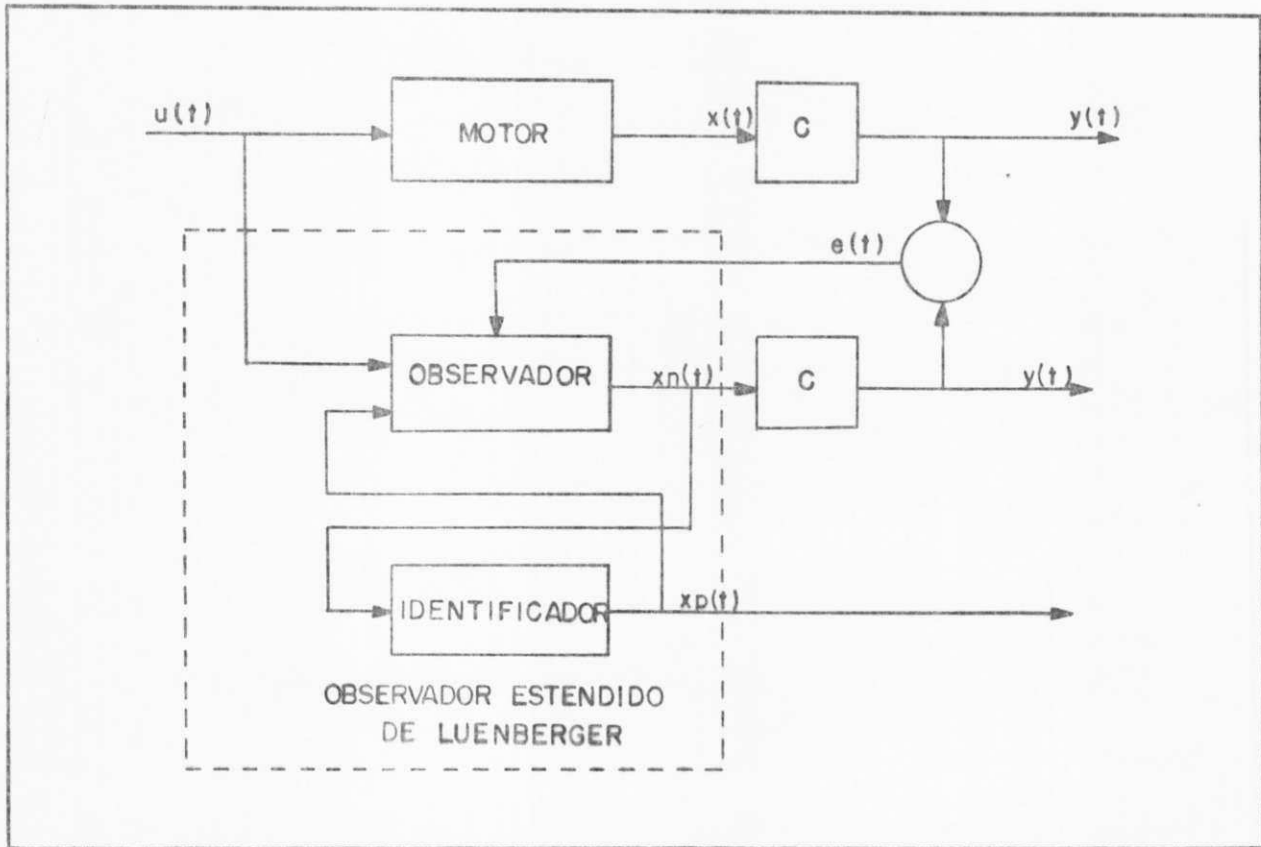


Figura 6.1 - Operação do observador/identificador de modo assíncrono.

Na figura 6.2 apresenta-se um fluxograma do algoritmo numérico do observador/identificador para operações de modo síncrono ou assíncrono.

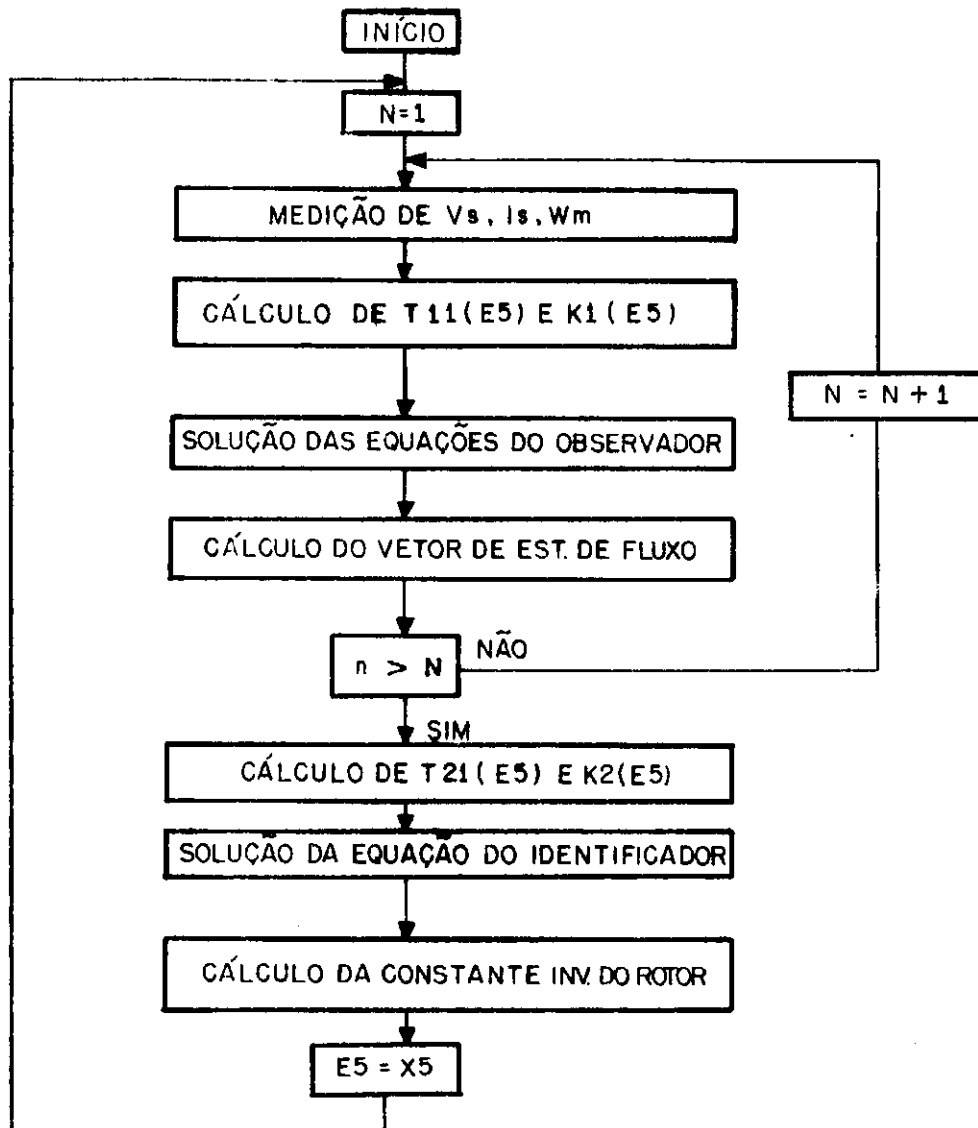


Figura 6.2 - Fluxograma do algoritmo numérico do observador/identificador.

## 6.5 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS COMPUTACIONAIS.

A figura 6.3, representa os transitórios de fluxo e da constante de tempo inversa rotórica, percebe-se desta figura que a magnitude do fluxo rotórico estimado converge para o valor real mesmo a despeito da constante inversa estimada ainda não ter alcançado o valor. A inicialização do identificador é retardada em relação ao observador em virtude de que na partida do motor os transitórios das correntes e do fluxo dificultam que se faça a observação e a identificação ao mesmo tempo, uma vez que, quando do desenvolvimento das equações do observador estendido truncou-se a série de Taylor no termo de primeira ordem.

Nas figuras 6.4 e 6.5 são mostrados transitórios da reconstrução da magnitude do fluxo rotórico quando a constante rotórica inversa de tempo assume valores constante e variável. Nessas figuras mostra-se que a magnitude do fluxo e a constante rotórica inversa convergem rapidamente para o valor real, isto se deve também ao fato de que nestes dois casos o motor funciona com velocidade constante.

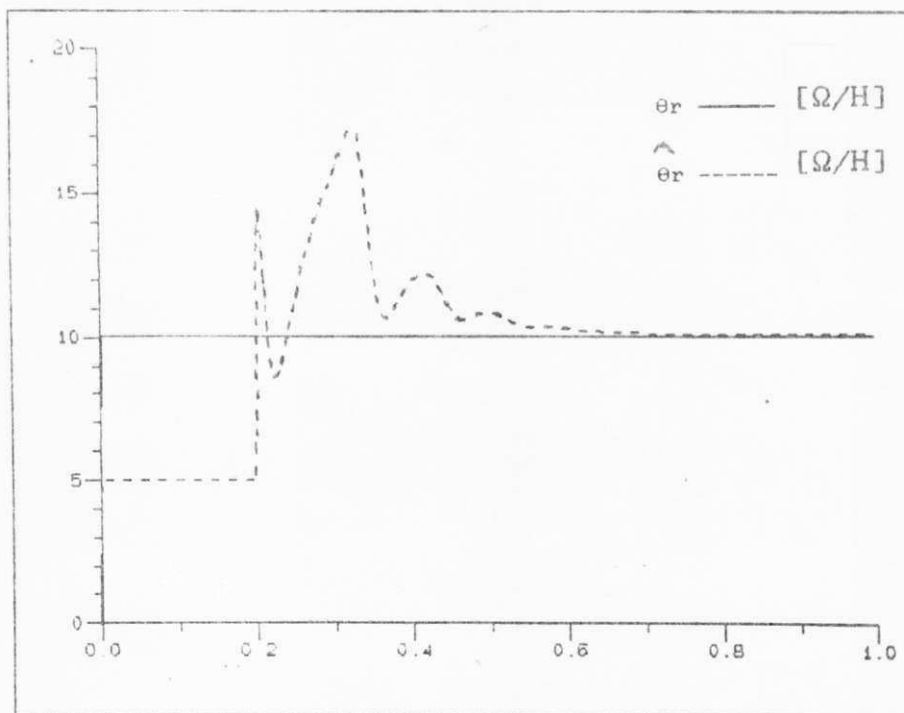
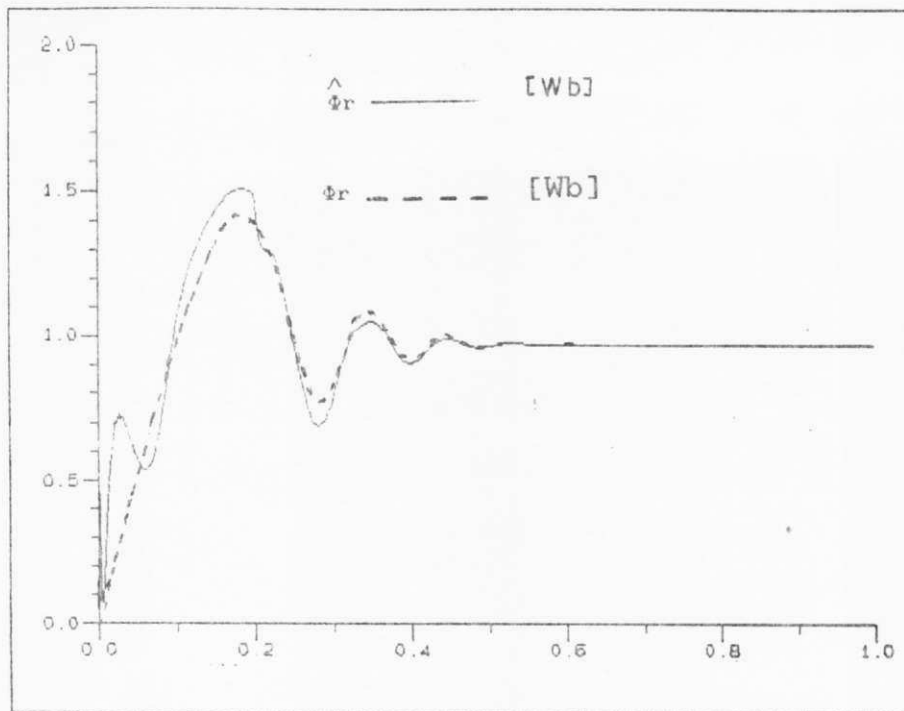


Figura 6.3 = Magnitude do vetor de fluxo rotórico real e estimado e identificação da constante rotórica inversa de tempo.

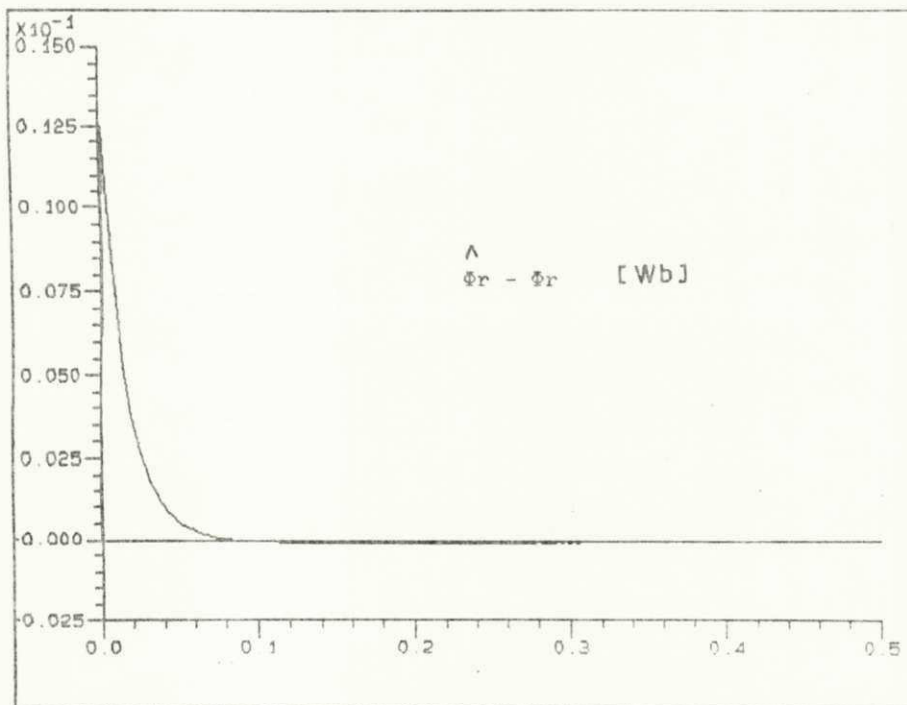
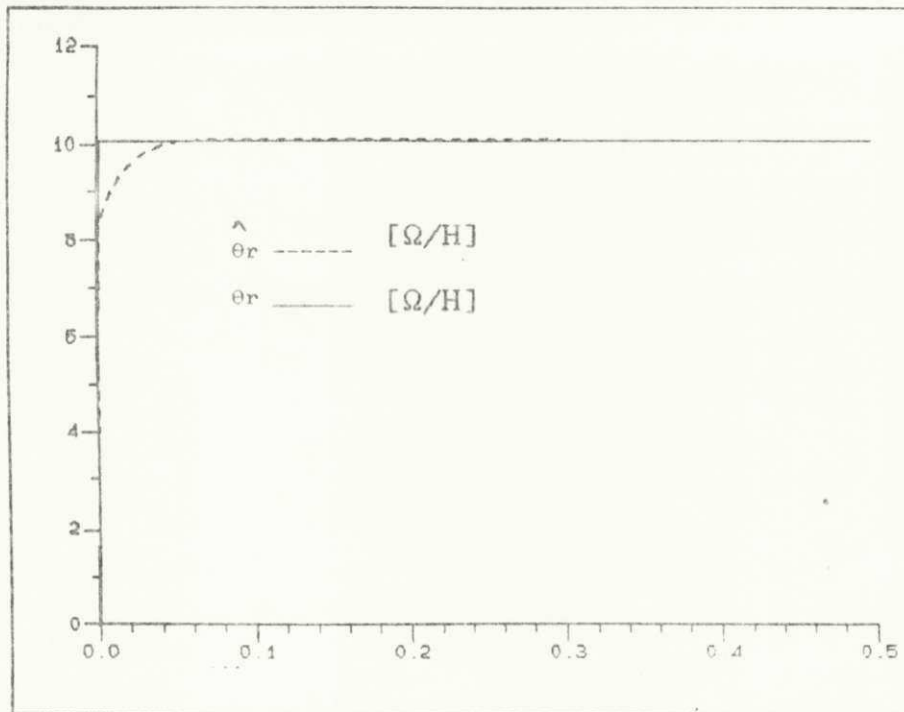


Figura 6.4 - Transitório do erro de magnitude do vetor fluxo rotórico e da constante rotórica inversa  $\theta_r \rightarrow$  constante,  $N = 1$

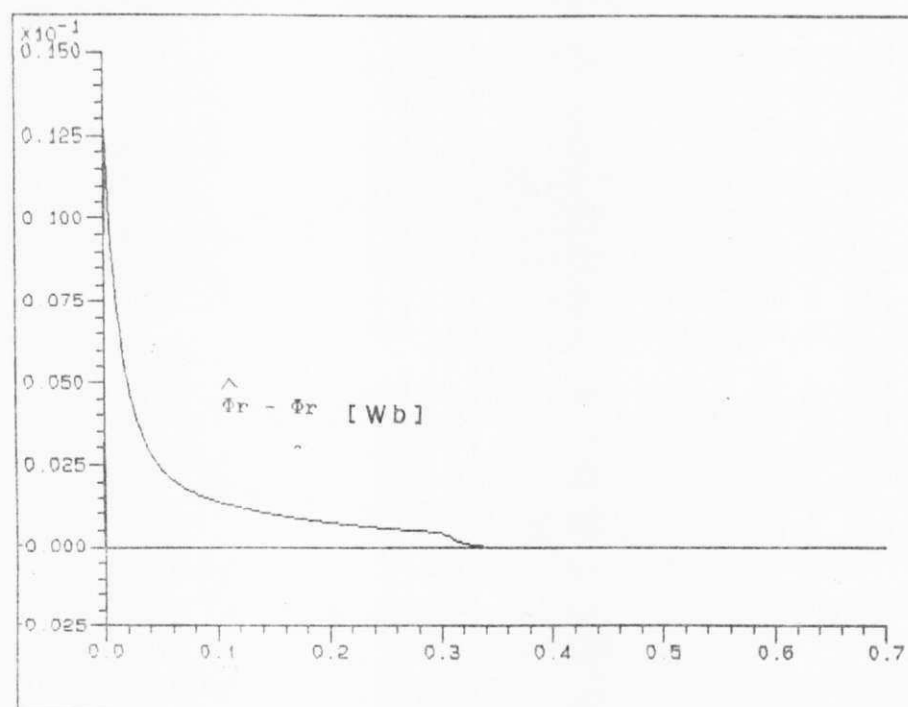
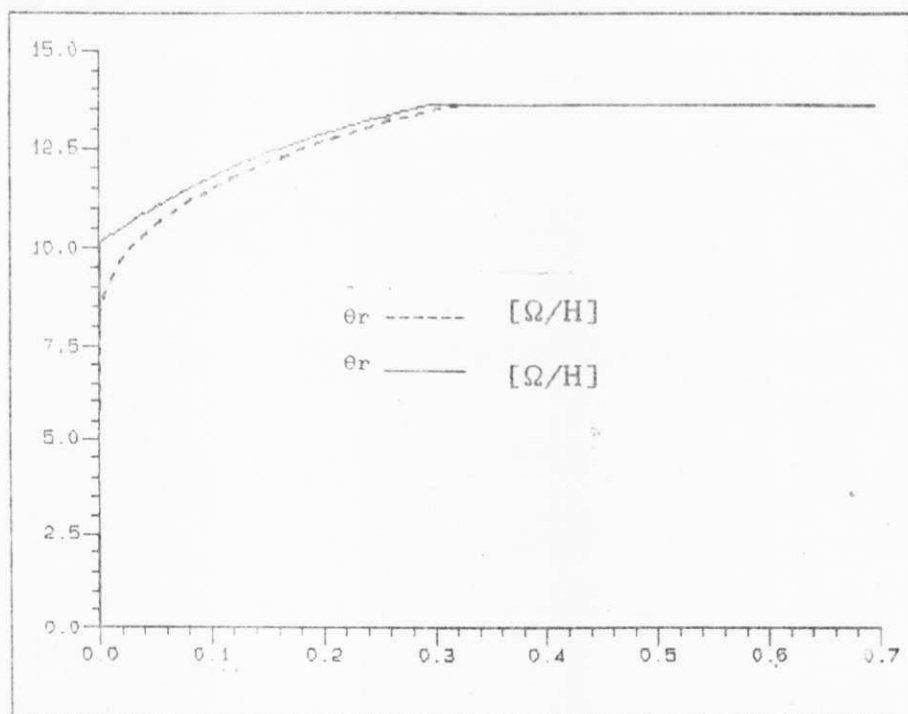


Figura 6.5 - Transitório do erro de magnitude do vetor fluxo rotórico e da constante rotórica inversa  $\theta_r \rightarrow$  variável,  $N = 1$ .

Nas diversas simulações realizadas com o observador/identificador discretizou-se as equações utilizando uma série truncada de ordem igual a 1 e períodos de amostragem variando de 300 a 800 microsegundos e o algoritmo apresentou convergência razoavelmente boa. Contudo, como o algoritmo do observador estendido de Luenberger foi desenvolvido para sistemas lineares invariantes, não apresenta desempenho muito efetivo quando a velocidade do motor está variando.

## CONCLUSOES GERAIS

Neste trabalho estudou-se um sistema de regulação de velocidade do motor de indução baseado na estratégia de campo orientado direto com estimação de fluxo rotórico por um observador de ordem reduzida. A técnica de campo orientado direto fundamenta-se no conhecimento preciso do vetor fluxo rotórico (magnitude e fase). Um observador estável com posicionamento de polos variando em função da velocidade foi empregado para a estimação do fluxo rotórico. Além disso, um observador estendido de Luenberger foi utilizado para a identificação da constante rotórica inversa. Os principais resultados deste trabalho são:

1 - Um modelo discreto do motor foi analisado e os autovalores em função da velocidade foram estudados para a escolha do período de amostragem.

2 - Uma simulação completa do controle vetorial com controladores projetados no plano contínuo foi realizada para estudo do controle vetorial e os resultados analisados e comparados com os resultados obtidos pela simulação do sistema discretizado.

3 - Um observador de ordem reduzida para estimação de fluxo rotórico com posicionamentos de polos variando em função da velocidade foi proposto neste trabalho e os resultados obtidos por simulação mostram boa concordância entre os fluxos real e estimado confirmando o bom desempenho do observador projetado.

4 - Uma simulação discreta do sistema de acionamento



completo inserindo observador e considerando o atraso computacional para o calculo dos reguladores discretos foi realizada e os resultados da simulação foram satisfatórios.

5 - Um observador/identificador estendido de Luenberger foi projetado para a estimação do fluxo rotórico e a constante de tempo rotórica do motor de indução.

6 - O observador estendido de Luenberger utilizado para a identificação da constante de tempo rotórica apesar de reduzir bastante a sensibilidade da estimação do observador precisa ainda ser testado em malha fechada para verificação do seu desempenho.

7 - Embora os resultados computacionais mostrem que o período de amostragem contribue de forma significativa para redução da sensibilidade a erros paramétricos do observador, entende-se que este assunto precisa ser mais profundamente estudado.

Recomenda-se que no futuro, outros trabalhos nesta linha de pesquisa devem incorporar os seguintes estudos:

a) estimadores de fluxo que levem em consideração ruídos de estado e de medição e que novos métodos de identificação paramétrica sejam testados para redução da sensibilidade de estimação a erros paramétricos.

b) com relação aos reguladores, novos estudos devem ser efetuados na busca de reguladores que operem satisfatoriamente mesmo a despeito de variações paramétricas, ruídos ou falha de sensores.

c) a incorporação de observadores para a estimação da velocidade do motor.

## ANEXO 1

### MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO SIMÉTRICO E TRANSFORMADA DE PARK

Para representar matematicamente o motor de indução trifásico simétrico idealizado são feitas algumas hipóteses simplificadoras:

- 1 - os tres enrolamentos estatóricos são iguais entre si.
- 2 - os tres enrolamentos rotóricos são iguais entre si.
- 3 - os angulos elétricos entre os enrolamentos são iguais, tanto no rotor como no estator.
- 4 - o entreferro é uniforme e o efeito das ranhuras é desprezível.
- 5 - a saturação do circuito magnético, a histérese e as correntes de Foucault são desprezíveis.

Com estas hipoteses, as equações das tensões nas fases do rotor e do estator podem ser escritas matricialmente por :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (a.1)$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (a.2)$$

Como consequência das hipoteses anteriores pode-se estabelecer que:

- a) os fluxos podem ser superpostos.
- b) os enrolamentos do estator e do rotor possuem indutâncias próprias constantes. Logo, tem-se :

$$ls_1 = ls_2 = ls_3 = ls \quad (a.3.a)$$

$$lr_1 = lr_2 = lr_3 = lr \quad (a.3.b)$$

$$rs_1 = rs_2 = rs_3 = rs \quad (a.3.c)$$

$$rr_1 = rr_2 = rr_3 = rr \quad (a.3.d)$$

c) como o defasamento entre os enrolamentos é igual, tem-se :

$$lms_{12} = lms_{23} = lms_{13} = lms \quad (a.4a)$$

$$lmr_{12} = lmr_{23} = lmr_{13} = lmr \quad (a.4b)$$

$lms$  = indutância mútua entre as fases do estator

$lmr$  = indutância mútua entre as fases do estator

d) as indutâncias mútuas entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos são funções senoidais do deslocamento angular  $\theta$ .

#### EQUAÇÕES DOS FLUXOS

Conforme estabelecido na letra "a" do paragrafo acima obtem-se para o fluxo total do estator e do rotor as seguintes expressões matriciais.

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [is] + [L_{sr}(\theta)] \cdot [ir] \quad (a.5a)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rs}(\theta)] \cdot [is] + [L_{rr}] \cdot [ir] \quad (a.5b)$$

onde :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} ls & lms & lms \\ lms & ls & lms \\ lms & lms & ls \end{bmatrix} \quad (a.6)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} lr & lmr & lmr \\ lmr & lr & lmr \\ lmr & lmr & lr \end{bmatrix} \quad (a.7)$$

$$[Lsr] = lmer \begin{bmatrix} \cos \theta & \frac{\cos(\theta+2\pi)}{3} & \frac{\cos(\theta+4\pi)}{3} \\ \frac{\cos(\theta+4\pi)}{3} & \cos \theta & \frac{\cos(\theta+2\pi)}{3} \\ \frac{\cos(\theta+2\pi)}{3} & \frac{\cos(\theta+2\pi)}{3} & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (a.8)$$

$$[Lrs(\theta)] = [Lsr(\theta)]^t \quad (a.9)$$

sendo :

$$[vs] = [vsa \ vsb \ vsc]^T \quad [vr] = [vra \ vrb \ vrc]^T \quad (10.a)$$

$$[is] = [isa \ isb \ isc]^T \quad [ir] = [ira \ irb \ irc]^T \quad (10.b)$$

$$[\Phi s] = [\Phi sa \ \Phi sb \ \Phi sc]^T \quad [\Phi r] = [\Phi ra \ \Phi rb \ \Phi rc]^T \quad (10.c)$$

Em geral as equações acima não são usadas no estudo do comportamento do motor de indução pois elas são não lineares e de difícil solução. Portanto, com o objetivo de estabelecer modelos mais simples foram desenvolvidas algumas transformações lineares para este fim. Neste estudo empregou-se a transformação modificada de Park que é uma transformação trifásica-bifásica definida da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \cos \theta & -\sin \theta \\ 1/\sqrt{2} \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (a.11)$$

ou, de forma compacta :

$$[i] = [P1(\theta)] \cdot [i_t] \quad (a.12)$$

pois escrito desta maneira a transformação :

- conserva a invariância de potência instantânea,
- conduz a esquemas onde as indutâncias mútuas são recíprocas.

Reescrevendo as equações (a.1) e (a.2) na seguinte forma:

$$\frac{d}{dt} [\Phi_s] = - [R_s] \cdot [i_s] + [v_s] \quad (\text{a.13})$$

$$\frac{d}{dt} [\Phi_r] = - [R_r] \cdot [i_r] + [v_r] \quad (\text{a.14})$$

onde:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (\text{a.15})$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (\text{a.16})$$

E, aplicando a transformação modificada de Park nas equações (13) e (14) para converter as equações para a forma bifásica em seguida fazendo algumas manipulações algébricas chega-se ao seguinte resultado :

$$\dot{\Phi}_{sd} = (-r_s \cdot l_r / A) \cdot \Phi_{sd} - w_e \cdot \Phi_{sq} + (r_s \cdot A_m) \cdot \Phi_{rd} + v_{sd} \quad (\text{a.17a})$$

$$\dot{\Phi}_{sq} = w_e \cdot \Phi_{sd} + (-r_s \cdot l_r / A) \cdot \Phi_{sq} + (r_s \cdot A_m) \cdot \Phi_{rq} + v_{sq} \quad (\text{a.17b})$$

$$\dot{\Phi}_{rd} = (r_r \cdot A_m) \cdot \Phi_{sd} - (r_r \cdot l_s / A) \cdot \Phi_{rd} + (w_e - w_m) \cdot \Phi_{rq} \quad (\text{a.17c})$$

$$\dot{\Phi}_{rq} = (r_r \cdot A_m) \cdot \Phi_{sq} - (w_e - w_m) \cdot \Phi_{rd} - (r_r \cdot l_s / A) \cdot \Phi_{rq} \quad (\text{a.17d})$$

sendo :

$$A = l_s.l_r - l_m^2, \quad A_m = l_m/A$$

os fluxos rotóricos e estatóricos transformados são dados por:

$$\Phi_{sd} = l_s.i_{sd} + l_m.i_{rd} \quad (a.18a)$$

$$\Phi_{sq} = l_s.i_{sq} + l_m.i_{rq} \quad (a.18b)$$

$$\Phi_{rd} = l_m.i_{sd} + l_r.i_{rd} \quad (a.18c)$$

$$\Phi_{rq} = l_m.i_{sq} + l_r.i_{rq} \quad (a.18d)$$

das equações (18a-d) tiram os fluxos estatóricos  $\Phi_{sd}$  e  $\Phi_{sq}$  em função dos fluxos rotóricos  $\Phi_{rd}$  e  $\Phi_{rq}$  e das correntes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  e substitue-se nas equações (17a-b) e obtém-se o modelo fluxo-corrente dado por:

$$\dot{i}_{sd} = a_{11}.i_{sd} + a_{12}.i_{sq} + a_{13}.\Phi_{rd} + a_{14}.\Phi_{rq} + b_{11}.v_{sd} \quad (a.19a)$$

$$\dot{i}_{sq} = a_{21}.i_{sd} + a_{22}.i_{sq} + a_{23}.\Phi_{rd} + a_{24}.\Phi_{rq} + b_{22}.v_{sq} \quad (a.19b)$$

$$\dot{\Phi}_{rd} = a_{31}.i_{sd} + a_{32}.i_{sq} + a_{33}.\Phi_{rd} + a_{34}.\Phi_{rq} \quad (a.19c)$$

$$\dot{\Phi}_{rq} = a_{41}.i_{sd} + a_{42}.i_{sq} + a_{43}.\Phi_{rd} + a_{44}.\Phi_{rq} \quad (a.19d)$$

onde :

$$a_{11} = a_{22} = -r_s.A_r - \theta_r.l_m.A_m \quad a_{31} = a_{42} = \theta_r.l_m$$

$$a_{12} = -a_{21} = w_e \quad a_{32} = a_{41} = 0$$

$$a_{13} = a_{24} = \theta_r.A_m \quad a_{33} = a_{44} = -\theta_r$$

$$a_{14} = -a_{23} = A_m.w_m \quad a_{34} = -a_{43} = w_e - w_m = w_s$$

$$b_{11} = b_{22} = A_r$$

com  $A = l_s.l_r - l_m^2$ ,  $A_r = l_r/A$ ,  $A_m = l_m/A$ ,  $\theta_r = 1/Tr = r_r/l_r$ ;

e o torque eletromagnético igual a:

$$T_e = \frac{P}{2} \cdot \frac{l_m}{l_r} \cdot (\Phi_{rd}.i_{sq} - \Phi_{rq}.i_{sd}) \quad (a.20)$$

## ANEXO 2

### PARAMETROS NOMINAIS DO MOTOR DE INDUÇÃO

3ø , 4 pólos , 5 Hp, 60 Hz, 1715 RPM , rotor em gaiola

Vn = 220 V/380 V

In = 15 A/8.7 A

rs = 1.463 Ω

rr = 1.446 Ω

ls = 142.94 mH

lr = 143.25 mH

lm = 138.14 mH

J = 0.069 Nm.s<sup>2</sup>/rad

F = 0.1078 Nm.s/rad

### ANEXO 3

#### INFLUENCIA DO ATRASO COMPUTACIONAL

O atraso computacional devido ao calculo dos algoritmos de controle pode ser modelado como um retardo puro  $\tau_c$  inserido na função de transferência do processo. Assim, considere o sistema contínuo da figura abaixo com um retardo puro  $\tau_c$ .

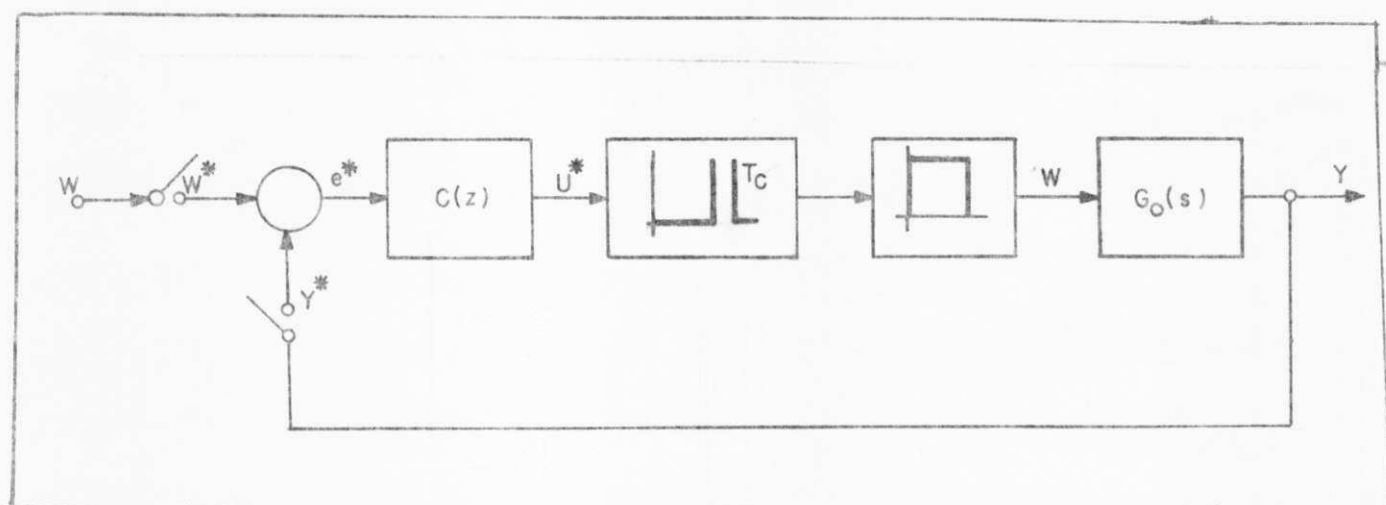


Figura a3.1 - Função de transferência com retardo.

Levando-se em conta o atraso de computação na função de transferência do processo tem-se :

$$G_o(s) = G(s) * e^{-sT_c} \quad (a3.1)$$

assim, para determinar a função de transferência discreta considerando o atraso de computação, divide-se este atraso pelo período de amostragem e obtem-se :

$$\left( \tau_c / T_s \right) = K_c + \epsilon_c \quad (a3.2)$$



onde,  $(\tau_c/T_s)$  é o atraso relativo e é decomposto em um número inteiro  $K_c$  de períodos de amostragem e um número fracionário  $\epsilon_c$ , sendo que  $0 < \epsilon_c < 1$ .

Segundo Buhler [44], a função de transferência discreta do sistema contínuo com retardo puro pode ser obtida por :

$$G(z, \epsilon) = z^{-(K_c + 1)} G_0(z, 1 + \epsilon - \epsilon_c) \quad 0 < \epsilon < \epsilon_c \quad (a3.3)$$

Particularmente, quando  $\epsilon = 0$ , tem-se :

$$G(z, 0) = z^{-(K_c + 1)} G_0(z, 1 - \epsilon_c) \quad (a3.4)$$

que é a função de transferência usada para o cálculo dos reguladores discretos considerando o atraso computacional.

Deste modo, para um processo com uma função de transferência contínua da forma abaixo :

$$G(s) = \frac{A}{(s.T_p + 1)} \quad (a3.5)$$

considerando um amostrador de ordem zero cuja função de transferência é dada por :

$$G_{zoh}(s) = \frac{(1 - e^{-s.T_s})}{s} \quad (a3.6)$$

assim, tem-se:

$$G_0(s) = (1 - e^{-s.T_s}) \frac{A}{s(s.T_p + 1)} \quad (a3.7)$$

então a transformada Z modificada de  $G_0(s)$  será:

$$G(z, \epsilon) = \frac{(z - 1)}{z} \cdot Z \left[ \frac{A}{s(s.T_p + 1)} \right] \quad (a3.8)$$

da tabela de transformada Z modificada, obtem-se:

$$Z \left[ \begin{array}{c} A \\ s(s.T_p + 1) \end{array} \right] = \frac{(1 - e^{-\epsilon T_s/T_p})z^2 + (e^{-\epsilon T_s/T_p} - e^{-T_s/T_p})z}{(z - 1).(z - e^{-T_s/T_p})} \quad (\text{a3.10})$$

logo :

$$G(z, \epsilon) = A. \left[ \begin{array}{c} 1 - \frac{(z - 1) \cdot e^{-\epsilon T_s/T_p}}{z - e^{-T_s/T_p}} \end{array} \right] \quad (\text{a3.11})$$

considerando agora as equações (a3.1-a3.2) e (a3.4), tem-se:

$$G_o(z, 0) = z^{-(k_c + 1)}.G(z, \delta) \quad (\text{a3.12})$$

onde :

$$\delta = 1 - \epsilon c \quad (\text{a3.13})$$

neste trabalho considera-se:

$$K_c = 0 \quad (\text{a3.14})$$

$$\epsilon c = 0.5$$

portanto:

$$G_o(z, 0) = A. \left[ \begin{array}{c} 1 - \frac{(z - 1) \cdot e^{-0.5.T_s/T_p}}{z - e^{-T_s/T_p}} \end{array} \right] \quad (\text{a3.15})$$

## BIBLIOGRAFIA

1. ACKERMAN, J. "Sampled-Data Control Systems". Berlin, Springer-Verlag, 1985.
2. AKAGI, H. & NABAE, A., "High performance control strategy of cicloconverter-fed induction motor drive system based on digital control theory", Proc. IECON-84, pp. 581-86, 1984
3. ALSINA, P. J.; CHAVES FILHO, J. E.; GEHLOT, N. S. "Análise Comparativa dos observadores para fluxo rotórico para sistemas de acionamentos de motores de indução". 8-º Congresso Brasileiro de Automática, Belem, 1990.
4. ASTROM, K. J. & WITTEMARK. "Computer Controlled Systems.", USA, Prentice-Hall, Inc., 1984.
5. BELLINI, A.; FIGALLI, G.; ULIVI, G. "A microprocessor-based state for the feedback control of induction motor drives". E.P.E, pp. 3.45-3.50.
6. BLASCHKE, F. "The Principle of Field Orientation Applied to the New TRANSVEKTOR Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines". Siemens Review, vol 34, pp.217-220, May 1972.
7. BOSE, B. K. "Adjustable Speed AC Drives - A Technology Status Review". Proc.IEEE, vol.70, pp.116-35, Feb. 1982.
8. BOWES, S. R. et alii, "Computer-aided design of PWM inverter systems", IEE PROC., Vol. 129, Pt. B, N 1, January 1983.
9. DOTE, Y. "Application of modern control techniques to motor control", Proc. IEEE, Vol. 76, Nº 4, april 1988.

10. \_\_\_\_\_ & ANBO, K. "Combined parameter and state estimation of controlled-current induction motor drive system via stochastic nonlinear filtering technique". Proc. IEEE IAS Conf., pp. 838-42, sept. 1979.
11. FRANKLIN, G. F. & POWELL, J. D. "Digital Control of Dynamic Systems", USA, Addison-Wesley Publishing Company, 1980.
12. GABRIEL, R., LEONHARD, W., & NORDBY, C. G., "Field-Oriented control of a standard AC motor using microprocessor". IEEE Trans. on IA, vol. IA-16, no. 2, pp. 186-92, march/april 1980
13. GARCES, L. J. Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor". IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-16, pp. 173-8, mar/apr. 1980.
14. GOPINATH, B. "On the control of linear multi input-output systems", The Bell System Technical Journal, vol. 50, no. 3, 1971.
15. HASHIMOTO, H., et al., "Torque and flux feedback control of induction motor based on discrete model". IECON 1988, pp. 483-8.
16. HO, E. Y. Y. & SEN, P. C. "Decoupling control of induction motor drives". IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, no. 2, may 1988.
17. HORI, Y.; COTTER, V.; KAYA, Y. "A novel induction machine flux observer and its application to high performance AC drive system", Proc. IFAC Symposium, pp. 355-60, 1987.
18. JURY, E. I. Theory and applications of the z-transform method. John Wiley, New York. 1964
19. KOYAMA, M., et al., "Microprocessor based vector control

- system for induction motor drives with rotor time constant identification function" IEEE Trans. on IA vol. IA-22, n<sup>o</sup> 3, pp 453-58, may/june 1986.
20. KRISHNAN, R. & DORAN, F. C., "Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems", IEEE Trans. on IA, vol. IA-23, n<sup>o</sup> 4, pp. 623-35, july/august 1987.
21. KUBOTA, H., et al., "New adaptative flux observer of induction motor for wide speed range motor drive", Proc. IECON-90, pp 921-26, nov. 1990
22. KUO, B. C. "Digital Control Systems" Holt, Rinehart and Winston, Tokyo, 1980.
23. LESENNE, J. ; NOTELET, F.; SÉGUIER, G. "Introduction à l'électrotechnique approfondie". Paris, Technique et Documentation, 1981.
24. LIMA, A. M. N. Commande numérique d'une machine asynchrone.- contrôle du flux par filtrage stochastique - variation de la vitesse et de la position - These de Docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, juillet 1989.
25. LIOU, M.L. "Time and Frequency Domain Analysis of Linear Time-Invariant System". In: F. F. Kuo and J. F. Kaiser, eds., System Analysis by Digital Computer, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1966.
26. LUENBERGER, D.G. "Observing the state of a linear system". IEEE Trans. on Military Electronic, vol. MIL 8, pp.74-80, Apr. 1964.
27. MOLER, C. & LOAN, C. V. "Nineteen dubious ways to compute the exponential matrix"., SIAM Review, vol.20, n<sup>o</sup> 4, pp.801-

26, oct. 1978.

28. NIELSEN, 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, Jan. 1989.
29. OHNISHI, K., et alli, "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. on Ind. Appl., vol. IA-21, n. 1, Jan/Feb. 1985
30. ORLOWSKA-KOWALSKA, T., "Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives", IEE Proc., vol. 136, Pt. D, No 6, Nov. 1989.
31. PLANT, J. B. "On computation of transition matrices for time-invariant systems". Proc. of IEEE, pp. 1397-8, aug. 1968.
32. PRICE, G. P. & COOK, G. "Identification/Obsevation using an extended Luenberger observer". IEEE Trans. IE, vol. IE 29, no 4, nov. 1982.
33. SAITO, K., et al., "A multimicroprocessor-based fully digital AC drive system for rolling mills". IEEE Trans. on IA, vol. IA-23, no 3, pp. 538-43, may/june 1987.
34. SATHIKUMAR, et al, "Digital simulation of field-oriented control of induction motor", Trans. on IE, vol IE-31, no 2, pp. 141-48, may 1984.
35. SANGWONGWANICH, S., et al., "Adaptative sliding observers for direct field-oriented control of induction motors", Proc.

IECON-90, pp. 915-20, nov. 1990.

36. SUGIMOTO, H. & TAMAI, S. "Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics". IEEE Trans. Ind. Appl., vol IA-23,(2), pp.296-303, 1987.
37. TERASHIMA, M., et. al., "Fully digital controlled control system in induction motor drive", IECON-84, pp. 845-50.
38. UEDA, H., et al., "On the estimation of transient state of power system by discrete nonlinear observer". IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS 94, pp. 2135, 1975.
39. VERGHESE, G. & SANDERS, S. "Observers for fast flux estimation in induction machines".
40. WATANABE, H., et al., "A rotor flux observers for the vector control of induction motor drive", Proc. IECON-88, pp.472-77, 1988.
41. HASSE, K. "Zur Dynamic Drehzahlregelter Antrieb Mit Stromrichtergespeisten Assinchron-Kurzschlusslaufer-Machinew." Ph. D. Dissertacion TH Darmstadt, 1969.
42. PROFUMO, F., et al. Design of Robust Controller for Direct Field Oriented Control of an Inductio Motor", Electrical Drives Conference, Cagliari, Italy, Sep. 1987.
43. LORENZ, R. D., "Tuning of Field Oriented Induction Motor Controllers for High-Performance Applications", IEEE-IAS Trans. Vol. IA-22, pp. 293-97, march/april 1986.
44. BUHLER, H., "Réglages Echantillonnés. Volume 1, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1972.
45. KUBO, K., et. al., "A Software-Based Speed Regulator for Motor Drives", Int. Power Elec. Conf. Rec., Tokyo, pp.1500-11, 1983

46. BHATTACHARYYA, "The structure of robust observers", IEEE  
Trans. on Auto. Cont., vol. AC-21, pp.581, 1976.