

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por *Jose Luiz Silvino*

..... e aprovada pela Comissão
Ju'gadora em *24 / 04 / 1992*.

Celso Pascoli Bottura
Orientador

**MODELAMENTO E OBSERVADOR DISCRETOS
NÃO-ESTACIONÁRIOS
PARA A MÁQUINA DE INDUÇÃO**

por

JOSÉ LUIZ SILVINO, MEE

Orientador:

PROF. DR. CELSO PASCOLI BOTTURA

TESE

Apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica da UNICAMP como
parte dos requisitos exigidos, para
obtenção do título de

DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE MÁQUINAS, COMPONENTES E SISTEMAS
INTELIGENTES**

1992

DC 9216534

A
Bernardo e
Izabela

Agradecimentos

Ao Prof. Celso Pascoli Bottura pela orientação, por sua compreensão e entusiasmo e também pelos indispensáveis ensinamentos durante os cursos e no decorrer deste trabalho.

Ao Prof. Peterson de Resende pelo tempo dispendido na discussão de intermináveis dúvidas e pela importante ajuda.

Ao Prof. Julio de Melo pelo apoio na parte de computação e a Sérgio Augusto Filho pela importante colaboração na fase experimental.

A José Tarcisio Costa Filho, José Carlos Rodrigues de Oliveira, Magno Meirelles Ribeiro e Gilmar Barreto que por diversos motivos nos ajudaram neste trabalho.

A CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior.

A FAPESP - Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo pelo suporte financeiro.

JOSÉ LUIZ SILVINO

Universidade Estadual de Campinas

1992

Resumo

Neste trabalho propõe-se um procedimento para obter-se um modelo de estado discreto da máquina de indução a partir do modelo contínuo em dois eixos. O desempenho do modelo discreto é então discutido, comparando-o, para isso, com o modelo contínuo e com o modelo discretizado pelo método de Euler. A seguir, o modelo discreto proposto é aplicado no projeto e implementação de observadores de fluxo de rotor e num esquema, via filtro de Kalman, para estimação da indutância mútua e resistência de rotor objetivando a correção do erro de estimação devido a variação destes parâmetros. Vários resultados experimentais e de simulação são apresentados visando verificar o desempenho do esquema implementado. Finalmente, é proposta uma aplicação para o observador discreto em um método de controle vetorial da máquina de indução através de realimentação de estado.

Abstract

In this work a procedure is proposed for obtaining a discrete state model for the induction machine based on the two-axis continuous model. The performance of the discrete model is then discussed; it is compared to the continuous model and to the discrete model obtained through Euler's method. Next, the proposed discrete model is applied in the design and implementation of rotor flux observers as well as in a scheme, using a Kalman filter, for the estimation of the mutual inductance and rotor resistance in order to correct the estimation error caused by the variation of those parameters. Several experimental results are presented to demonstrate the performance of the proposed method. Finally, it is proposed an application for the discrete observer in a vector control scheme for the induction machine using state feedback.

Índice

Agradecimentos	iv
Resumo	v
Abstract	vi
Índice	vii
Lista de Símbolos	xi
1. Introdução - Acionamentos Elétricos com Máquinas de Indução	1
1.1 Acionamentos CA de Alto Desempenho	3
1.1.1 Inversores	4
1.1.2 Máquinas de indução	4
1.1.3 Controle	5
1.2 Objetivo e organização do texto	5
2. Modelamento Discreto da Máquina de Indução	9
2.1 Introdução	9
2.2 Modelo Discreto	10
2.3 Resultados de Simulação com o Modelo Discreto	19
2.4 Considerações sobre o Modelamento Discreto	24
2.4.1 Escolha do período de amostragem	24
2.4.2 Erros de discretização	28
2.5 Conclusão	30

3. Observador de Fluxo e Identificação de Parâmetros através do Modelamento Discreto da Máquina de Indução	31
3.1 Introdução	31
3.2 Conceito de Observador	32
3.2.1 Observadores discretos	33
3.3 Observadores Discretos de Fluxo de Rotor	35
3.3.1 Observador discreto de ordem reduzida	35
3.3.2 Observador de ordem completa	40
3.4 Erros de Estimação	47
3.4.1 Erros de discretização	47
3.4.2 Erros devidos a discrepâncias entre os parâmetros do modelo e os do sistema	51
3.5 Estimação de Parâmetros	51
3.5.1 Considerações sobre a variação de parâmetros	53
3.5.2 Estimação estocástica de parâmetros	54
3.6 Conclusão	60
4. Aplicação do Observador de fluxo ao Controle Vetorial Via Realimentação de Estado	64
4.1 O Controle Vetorial	64
4.2 Controle por Realimentação de Estado com Alimentação em Corrente . . .	65
4.3 Regulação de Corrente	70
4.4 Regulação de Corrente por Realimentação de Estado	71
4.5 Influência da Variação da Resistência de Rotor	75
4.6 Efeitos da Modulação	85
4.7 Conclusão	85

5. Aquisição de Dados em Tempo Real	92
5.1 Introdução	92
5.2 O Equipamento Utilizado	92
5.3 Especificação e Montagem dos Sensores	94
5.3.1 Sensores de tensão	94
5.3.2 Sensores de corrente	97
5.3.3 Medição de velocidade	101
5.4 Aquisição de Dados	102
5.5 Medições e Transformações Experimentais	104
5.6 Conclusão	112
6. Observador discreto - Resultados Experimentais	113
6.1 Introdução	113
6.2 Implementação do Observador Discreto	114
6.2.1 Adaptação de parâmetros	115
6.2.2 Considerações sobre o processamento	116
6.3 Resultados Experimentais	118
6.4 Conclusão	127
7. Conclusões	128
A. Modelagem da Máquina de Indução	131
A.1 Modelo em Dois Eixos	131
A.2 Escolha do Referencial	133
A.2.1 Referencial imóvel em relação ao estator	134
A.2.2 Referencial imóvel em relação ao rotor	134
A.2.3 Referencial imóvel em relação ao campo girante	135

A.3	Conjugado e Velocidade	135
A.3.1	Equações de conjugado em um referencial arbitrário	135
A.3.2	Equação de velocidade	137
A.4	Representação de Estado	138
A.4.1	Parte elétrica	138
A.4.2	Parte mecânica	140
A.5	Considerações sobre o Modelo de Estado	143
A.6	Outros Fenômenos a Serem Eventualmente Considerados	143
A.6.1	Saturação	143
A.6.2	Efeito pelicular	145
A.6.3	Perdas no ferro	146
B.	Representação de Estado da Máquina de Indução	147
C.	Modelagem Discreta - Obtenção das Equações de Estado Discretas	152
D.	Não Singularidade da Matriz Φ_{ab}	156
E.	Obtenção da Expressão (3.16)	161
F.	Parâmetros da Máquina Utilizada nas Simulações	164
G.	Listagens dos Principais Programas	165
	BIBLIOGRAFIA	190

Lista de Símbolos

Variáveis e parâmetros

- h - Período de amostragem
- I - Matriz identidade bi-dimensional
- i_a - Corrente na fase a
- i_b - Corrente na fase b
- i_c - Corrente na fase c
- i_{abc} - Vetor de correntes em abc : $i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]'$
- i_{dr} - Corrente de rotor no eixo d
- i_{ds} - Corrente de estator no eixo d
- i_{qr} - Corrente de estator no eixo q
- i_{qs} - Corrente de rotor no eixo q
- i_r - Vetor de correntes de rotor em dq : $i_r = [i_{qr} \ i_{dr}]'$
- i_s - Vetor de correntes de estator em dq : $i_s = [i_{qs} \ i_{ds}]'$
- J - Matriz: $\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
- J_m - Momento de inércia
- K_s - Matriz de transformação de abc para dq
- L_r - Indutância própria de rotor
- L_{rl} - Indutância de dispersão de rotor
- L_s - Indutância própria de estator
- L_{sl} - Indutância de dispersão de estator
- M - Indutância mútua entre estator e rotor
- O - Matriz nula bi-dimensional
- P - Número de pares de polos
- R_r - Resistência de rotor por fase
- R_s - Resistência de estator por fase
- T_e - Conjugado eletromagnético
- T_L - Conjugado resistente de carga

- T_r - Constante de tempo de rotor
 V_{ab} - Tensão entre as fases a e b
 V_{bc} - Tensão entre as fases b e c
 V_{ca} - Tensão entre as fases c e a
 V_{abc} - Vetor de tensões em abc : $V_{abc} = [V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]'$
 V_{ds} - Tensão de estator no eixo d
 V_{qs} - Tensão de estator no eixo q
 V_s - Vetor de tensões de estator em dq : $V_s = [V_{qs} \ V_{ds}]'$
 λ - Vetor de fluxos de enlace: $\lambda = [\lambda_{qs} \ \lambda_{ds} \ \lambda_{qr} \ \lambda_{dr}]'$
 λ_{dr} - Fluxo de enlace de rotor no eixo d
 λ_{ds} - Fluxo de enlace de estator no eixo d
 λ_{qr} - Fluxo de enlace de rotor no eixo q
 λ_{qs} - Fluxo de enlace de estator no eixo q
 λ_r - Vetor de fluxo de rotor: $\lambda_r = [\lambda_{qr} \ \lambda_{dr}]'$
 λ_s - Vetor de fluxo de estator: $\lambda_s = [\lambda_{qs} \ \lambda_{ds}]'$
 ω - Frequência elétrica das grandezas de estator
 ω_r - Velocidade elétrica de rotor
 ω_s - Frequência de deslize
 Ω - Velocidade mecânica de rotor
 σ - Parâmetro de dispersão
 θ - Ângulo instantâneo entre os eixos dq e abc
 θ_e - Posição angular elétrica

Subscritos e sobrescritos

- a, b, c - fase a , fase b e fase c
 d, q - eixos direto e quadratura
 r - indica grandeza de rotor
 s - indica grandeza de estator, exceto ω_s que expressa a frequência de estator
 α, β - eixos de um referencial fixo no estator

- d - Matriz do modelo discretizado
- ' - Transposição
- * - Indica que a grandeza indexada é de referência
- ^ - Grandeza estimada

Capítulo 1

Introdução - Acionamentos Elétricos com Máquinas de Indução

Acionamento de máquinas elétricas é uma tecnologia interdisciplinar que engloba muitas áreas, tais como: dispositivos semicondutores de potência, teoria de controle, eletrônica de sinal, além de mecânica, já que o objetivo final é a conversão eletromecânica da energia. Atualmente, além das áreas citadas acima, são também imprescindíveis conhecimentos de informática, *hardware* e *software*, pois o controle de acionamentos vem sendo cada vez mais implementado com microcomputadores e processadores de sinais. Devido a esta característica interdisciplinar que abrange praticamente todas as áreas de conhecimento dentro da engenharia elétrica e também algumas outras áreas de outros ramos da engenharia, o assunto se torna excessivamente complexo e, como observa Bose em [7], seria uma tarefa frustrante para um leitor motivado tentar entender todo o assunto sistematicamente. Assim, em um texto sobre acionamentos, é importante que sejam bem definidos os limites de sua abrangência para que não se torne confuso ou, por outro lado, meramente superficial.

Acionamentos elétricos têm sido classificados de várias maneiras diferentes, começando por uma divisão entre acionamentos com motores de corrente contínua e os com corrente alternada. Considerando os acionamentos em corrente alternada, que compreendem: motores síncronos, motores síncronos com imã permanente, motores de indução com rotor bobinado ou rotor em gaiola, motores de relutância e motores de histerese, podemos classificar os acionamentos CA de muitas maneiras dependendo do tipo de máquina,

Máquinas CA	Síncrona de ímã permanente	Indução com rotor bobinado ou em gaiola	Indução de dupla aliment. e conversor no circuito de rotor	Síncrona com enrolamento de campo e de amortecimento
Conversores				
Inversor a transistor	Baixa potência alto desempenho dinâmico (servo-acionamentos)	Baixa potência alta velocidade alto desempenho dinâmico (servo-acionamentos)		
Inversor a tiristor com fonte de tensão		Média potência alto desempenho dinâmico		
Inversor a tiristor com fonte de corrente comut. forçada		Média e alta potência alta velocidade		
Inversor a tiristor com fonte de corrente (comut. natural)				Alta potência alta velocidade
Ciclo conversor			Alta potência faixa de velocidade restrita	Alta potência baixa velocidade alto desempenho dinâmico

Tabela 1.1: Acionamentos em corrente alternada.

topologia do conversor, potência manipulada, aplicação, etc. Sem pretender entrar em detalhes sobre os vários esquemas de conversores, W. Leonhard em [38] resume os acionamentos CA alimentados por conversores como na Tabela 1.1.

Na Tabela 1.1, considerando apenas os motores de indução com rotor em curto circuito, poderemos ainda ter algumas subdivisões dependendo da aplicação desejada. Por exemplo, o objetivo pode ser um acionamento em que o requisito eficiência seja tão ou mais importante do que o desempenho, como no caso de veículos elétricos alimentados por baterias [8]. Para esta aplicação, o rendimento da máquina e do conversor é prioritário. Também, atualmente, um outro requisito está sendo cogitado para os sistemas de acionamento, trata-se da conservação da energia. Neste contexto, além de se dar ênfase

às perdas da máquina, têm sido pesquisados métodos de acionamentos em que o critério básico é minimizar o consumo de energia como, por exemplo, através de uma excitação ótima e.g. [32] e [47]. É interessante notar que isto está sendo proposto mesmo para áreas onde não se usa costumeiramente conversores estáticos, como ventilação e ar condicionado. Uma outra aplicação dos acionamentos com motor de indução, é a variação de velocidade sem muita exigência de precisão e desempenho dinâmico, como esteiras transportadoras, bobinamento com tração constante para indústria têxtil e outras, máquinas operatrizes nas indústrias mecânicas, etc. Para este tipo de finalidade, já se encontram no mercado brasileiro muitos sistemas sendo fabricados a preços competitivos com os acionamentos em corrente contínua. Considerando o preço das duas máquinas, o custo total de um acionamento para esta aplicação já é inferior ao de um acionamento CC para a mesma potência.

Uma outra aplicação que vem sendo dada à máquina de indução é em acionamentos de alto desempenho para servoacionamentos. Esta área foi tradicionalmente ocupada pelos motores CC e mais recentemente por motores síncronos de ímã permanente. Os requisitos básicos de controle para este tipo de acionamento são precisão e rápida resposta transitória.

1.1 Acionamentos CA de Alto Desempenho

A máquina de indução, tradicionalmente utilizada em velocidade constante e mais recentemente em velocidade variável, aparece também como opção viável para controle de posição [34] com aplicações em robótica, por exemplo. Apesar de sua construção mecânica extremamente simples, a máquina de indução é um sistema não linear, não estacionário e multivariável acoplado. Isto dificultou a obtenção de um controle de alto desempenho semelhante aos conseguidos com máquinas CC.

O princípio de orientação de campo formulado por Blaschke [6], se tornou uma

unanimidade quando o assunto é acionamento de alto desempenho. Entretanto, a estrutura complicada exigida por este método só pode ser eficazmente implementada através de computadores, ou seja, a utilização de microprocessadores tornou viável a implementação do controle com orientação de campo.

De modo geral, um sistema de acionamento CA compõe-se de um inversor e uma máquina, com um sistema de controle mais ou menos elaborado, dependendo da finalidade. Desenvolvimentos nestes três itens permitiram o atual estado da arte nesta tecnologia, como é sucintamente comentado a seguir.

1.1.1 Inversores

A evolução dos semicondutores de potência como tiristores e diodos de comutação rápida, GTOs, FETs, IGBTs e transistores, permitiu um desenvolvimento enorme da tecnologia de inversores. Particularmente os transistores, devido ao desenvolvimento de dispositivos de comutação rápida e capazes de operar tensões e correntes cada vez mais elevadas começaram a ser utilizados em conversão de potência em meados da década de 70. O comando fácil de abertura e fechamento através da base, tornaram estes dispositivos atraentes para a implementação de inversores. Inversores transistorizados são os mais utilizados em circuitos de baixa potência (até 100kw). Podem ser utilizados para alimentar a máquina em corrente com um comando simples do tipo histerese de corrente [62], ou através de elaboradas técnicas numéricas de modulação de largura de pulso [57].

A tecnologia de inversores entretanto, não faz parte dos objetivos deste trabalho.

1.1.2 Máquinas de indução

A máquina de indução não sofreu muitas modificações durante a sua existência, com excessão talvez da utilização de materiais mecânicos e eletromagnéticos de melhor qualidade que tende a torná-la menor e com melhor desempenho operacional [66]. No

entanto, houve uma significativa evolução em termos de análise e modelagem, particularmente em relação a operação em regime transitório.

1.1.3 Controle

Teoria de controle moderno vem sendo cada vez mais aplicada em projetos e análise de acionamentos de máquinas. A razão disto [20] é : exigência crescente nos requisitos de desempenho dos sistemas de controle de máquinas, disponibilidade de microprocessadores com os quais estratégias de controle sofisticadas podem ser implementadas a um custo razoável, aparecimento de semicondutores de potência de comutação rápida que torna possível a construção de sistemas de acionamento de alto desempenho.

1.2 Objetivo e organização do texto

Basicamente, os objetivos deste trabalho estão concentrados em modelagem e controle. Com relação a modelagem, os esforços foram dirigidos no sentido de desenvolver, a partir de modelos já conhecidos, uma formulação mais adequada à aplicação de controle por computador. A seguir, esta formulação é aplicada em estimação, identificação e ao controle da máquina. Os procedimentos apresentados neste trabalho não foram feitos com a pretensão de serem de aplicação generalizada; pelo contrário, foram dirigidos especificamente para controle de máquinas de indução. Por esta razão, prescindimos de provas rigorosas e nos demos por satisfeitos quando ficou evidenciado que um determinado procedimento ou algoritmo funciona satisfatoriamente para condições normais de operação da máquina de indução.

O modelamento contínuo resulta em procedimentos de controle baseados numa abordagem de sistemas contínuos, sendo necessárias algumas considerações adicionais para implementação em microcomputadores. Para este propósito, é mais racional utilizar modelos de tempo discreto com uma abordagem de sistemas discretos. Para isto, no Capítulo 2

é proposto um procedimento para se obter uma contraparte discreta do modelo contínuo em dois eixos da máquina de indução. As equações de estado de tempo discreto, são obtidas a partir de uma discretização parcial da equação de estado contínua da máquina. O modelo discreto obtido pode ser usado com vantagens em simulação e aplicações de tempo real. Resultados de simulação são apresentados visando mostrar o desempenho do modelo discreto comparando-o com o modelo contínuo exato e também com um modelo discreto obtido pelo método de Euler, o qual tem sido normalmente utilizado quando se deseja dar um tratamento discreto em estimação e controle da máquina de indução.

No Capítulo 3, o modelamento discreto proposto é aplicado no projeto de observadores de estado discretos. São analisados um observador de ordem reduzida e um observador de ordem completa. Como as equações são não estacionárias, é requerida uma alocação dinâmica de polos que é feita a cada período de amostragem. Tendo em vista a redução de cálculos, são apresentadas algumas soluções originais para o caso específico da máquina de indução, visando a redução da computação envolvida nos cálculos para alocação dos polos. São apresentados vários resultados de simulação mostrando que os observadores estudados apresentam um bom desempenho, tanto em regime estacionário como em regime dinâmico. A seguir é analisado o problema de imprecisão dos observadores que ocorre quando os parâmetros do modelo utilizado diferem dos parâmetros do modelo real, fato comum no caso da máquina de indução em que principalmente a resistência de rotor pode variar bastante durante a operação da máquina. Para a correção dos erros de estimação decorrentes da variação de parâmetros, é proposto um esquema de identificação via filtro de Kalman com a finalidade de estimar os parâmetros: resistência de rotor e indutância mútua e corrigir o observador. Devido ao uso do modelo discreto, este esquema é facilmente obtido e com a característica de necessitar pouca computação adicional.

No Capítulo 4, é analisado o controle da máquina tendo em vista aplicações de

alto desempenho. Para isto é proposto um esquema por realimentação de estado discreta para controle vetorial, visando o desacoplamento entre fluxo e conjugado para a máquina alimentada em corrente. Também é proposto um sistema de regulação de corrente por realimentação de estado, cuja saída são as tensões de referência que devem ser aplicadas na entrada de um inversor de tensão. É mostrado que o método proposto apresenta muito menos sensibilidade à variação da constante de tempo rotórica do que um esquema convencional de controle vetorial indireto.

Finalmente, nos Capítulos 5 e 6 são desenvolvidos alguns experimentos visando abordar as principais implicações decorrentes de uma realização prática dos conceitos desenvolvidos nos Capítulos anteriores. A tarefa de aquisição de dados é um ponto crucial em sistemas controlados por computador e esta parte é abordada no Capítulo 5, onde são descritas as partes da montagem utilizada nas experiências em termos de *hardware* e *software*. Para processamento foi utilizado um computador PC 386 dotado de uma placa de aquisição de dados e o para o acionamento foi utilizado um motor de indução de 1kw alimentado por um inversor transistorizado de tensão. São descritos detalhadamente os circuitos captadores de tensão, corrente e velocidade, bem como a parte de programação para operação do sistema de aquisição de dados. São também apresentadas medições efetuadas com este sistema e discutidos alguns aspectos ligados às transformações de eixos em tempo real.

No Capítulo 6, os sinais medidos na máquina (tensão, corrente e velocidade) são utilizados para estimação de fluxo de rotor, bem como para fazer a identificação da resistência de rotor e indutância mútua. Com base nos resultados experimentais, são apresentadas algumas conclusões a respeito do comportamento dos esquemas propostos nos Capítulos anteriores em termos de desempenho e processamento.

Nos Apêndices, foram colocados o modelamento em dois eixos da máquina de indução em termos de variáveis de estado, bem como os desenvolvimentos algébricos

usados na dedução do modelo discreto e no projeto dos observadores, cuja colocação no texto principal foi evitada para não torná-lo excessivamente carregado. Também foram colocados nos Apêndices algumas especificações do equipamento utilizado e as listagens dos principais programas desenvolvidos.

Todas simulações apresentadas neste trabalho foram desenvolvidas em MATLAB.

Capítulo 2

Modelamento Discreto da Máquina de Indução

2.1 Introdução

O controle de acionamento de máquinas de indução envolve vários assuntos ligados à teoria de controle, tais como estimação, identificação e controle ótimo. Os esquemas utilizados para estes propósitos têm sido tipicamente baseados na abordagem de sistemas lineares contínuos, sendo necessárias algumas considerações adicionais para implementação em computadores como é bem observado em [5] e [68].

Atualmente, processadores digitais (microcomputadores e processadores de sinais) vem sendo largamente utilizados no controle de acionamento de máquinas de indução e neste contexto é bem mais razoável a utilização de modelos discretos com uma abordagem de sistemas discretos. É importante notar que quando nos referimos a modelamento discreto, estamos nos referindo a aplicações em tempo real e neste caso a máquina de indução apresenta dois problemas. Primeiro: é um sistema não-estacionário pois possui parâmetros variantes na matriz de estado; segundo: possui resposta dinâmica rápida¹. A primeira característica implica em um procedimento de discretização numérica que tem que ser feito a cada passo de amostragem. Assim, procedimentos de discretização numérica com ordem maior do que um implicam em um aumento do tempo de computação bastante inconveniente, uma vez que o intervalo de amostragem tem que ser pequeno (em torno de 1ms) devido à dinâmica rápida do sistema.

¹A constante de tempo elétrica de rotor da máquina de 1 HP apresentada no Cap.6, por exemplo, é 0,053s

Usualmente, o método de Euler (diferenças à frente) [3], [22] tem sido utilizado para se obter uma forma discreta das equações dinâmicas da máquina. Em [48] e [50], este método é sugerido para se discretizar as equações contínuas tendo em vista o projeto de observadores de estado. Em [40] o método de Euler é aplicado para se obter um modelo discreto, o qual é utilizado na estimação de estados com filtro de Kalman. Entretanto, no caso da máquina de indução, este método pode não ser satisfatório [5] desde que o intervalo de amostragem precisa ser excessivamente pequeno para assegurar estabilidade e precisão aceitáveis. Projetos de observadores, por exemplo, utilizando o método de Euler podem apresentar baixo desempenho e instabilidade como é analisado por Verghese em [68].

Neste capítulo, é apresentada uma abordagem alternativa para se obter uma contraparte discreta do modelo contínuo em dois eixos da máquina de indução em um sistema de referência síncrono. As equações discretas não-estacionárias são deduzidas a partir de uma discretização parcial da equação de estado contínua. Resultados de simulação são apresentados. Os resultados obtidos com o modelo discreto proposto são comparados com os do modelo contínuo exato e também com os obtidos pelo método de Euler.

2.2 Modelo Discreto

Considere a seguinte equação dinâmica da máquina de indução²:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_s \\ \dot{\lambda}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -aR_s I + \omega J & cR_s I \\ cR_r I & -bR_r I + \omega_s J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I \\ O \end{bmatrix} V_s \quad (2.1)$$

onde λ_s e λ_r são os vetores bi-dimensionais de fluxo de estator e de fluxo de rotor; V_s é o vetor de tensão de estator; R_s e R_r são respectivamente as resistências de estator e de

²Para maiores detalhes ver Apêndices A e B

e de rotor;

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

$a = 1/\sigma L_s$, $b = 1/\sigma L_r$ com L_s e L_r sendo as indutâncias próprias de estator e de rotor. $\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$ é o parâmetro de dispersão; M é a indutância mútua entre rotor e estator e $c = M/(L_s L_r - M^2)$. I e O são respectivamente as matrizes bi-dimensionais identidade e nula.

Considerando um referencial síncrono, então em (2.1), ω será a frequência de estator e ω_s a frequência de deslize (ver Apêndice A).

Para se obter uma equação de estado discreta através de um segurador de ordem zero [9] aplicado à entrada da equação (2.1), uma discretização numérica será requerida a cada intervalo de amostragem desde que (2.1) é uma equação de estado variante no tempo. Esta abordagem demanda excessivo tempo de computação. Para reduzir o esforço computacional, o método de Euler tem sido usado para se obter um modelo de tempo discreto. Mas este método pode não ser satisfatório conforme comentado no item anterior. Por outro lado, uma discretização analítica de (2.1) é extremamente difícil. Entretanto, usando algumas aproximações pode-se obter uma equação de estado de tempo discreto em uma forma fechada como é proposto a seguir [10].

Suponha na equação dinâmica (2.1) que a matriz de estado que chamaremos A , seja decomposta em duas partes: uma matriz variante no tempo A_v e uma matriz constante A_c , tal que

$$A = A_v + A_c \tag{2.2}$$

onde

$$A_v = \begin{bmatrix} \omega J & O \\ O & \omega_s J \end{bmatrix}, \quad A_c = \begin{bmatrix} -aR_s I & cR_s I \\ cR_r I & -bR_r I \end{bmatrix}$$

Então a equação (2.1) pode ser reescrita como:

$$\dot{\lambda} = A_v \lambda + A_c \lambda + B u \quad (2.3)$$

onde $\lambda = [\lambda'_s \lambda'_r]'$, $u = [V_{qs} V_{ds} 0 0]'$ e B é matriz identidade 4×4 .

Definindo o vetor u_r como a queda de tensão devido as correntes dq através das resistências de rotor e de estator, ou seja

$$u_r = [-R_s i_{qs} - R_s i_{ds} - R_r i_{qr} - R_r i_{dr}]' \quad (2.4)$$

pode-se facilmente mostrar que $u_r = A_c \lambda$. Realmente, as correntes podem ser escritas em função dos fluxos como:

$$\begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} aI & -cI \\ -cI & bI \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix}$$

então

$$u_r = \begin{bmatrix} -R_s i_s \\ -R_r i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -aR_s I & cR_s I \\ cR_r I & -bR_r I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = A_c \lambda$$

Substituindo $u_r + u$ por \bar{u} em (2.3), obtemos:

$$\dot{\lambda} = A_v \lambda + B \bar{u} \quad (2.5)$$

Supondo que ω e ω_s são constantes durante a duração de um intervalo de amostragem h , podemos também considerar A_v como constante durante a duração deste intervalo. Supondo agora que um segurador de ordem zero é colocado na entrada \bar{u} do sistema descrito pela equação (2.5), teremos então um sistema como mostrado pela Fig. 2.1.

Obviamente, as considerações acima levam a uma aproximação do modelo exato obtido para um segurador de ordem zero (porque a matriz A_c ficou fora do procedimento de discretização).

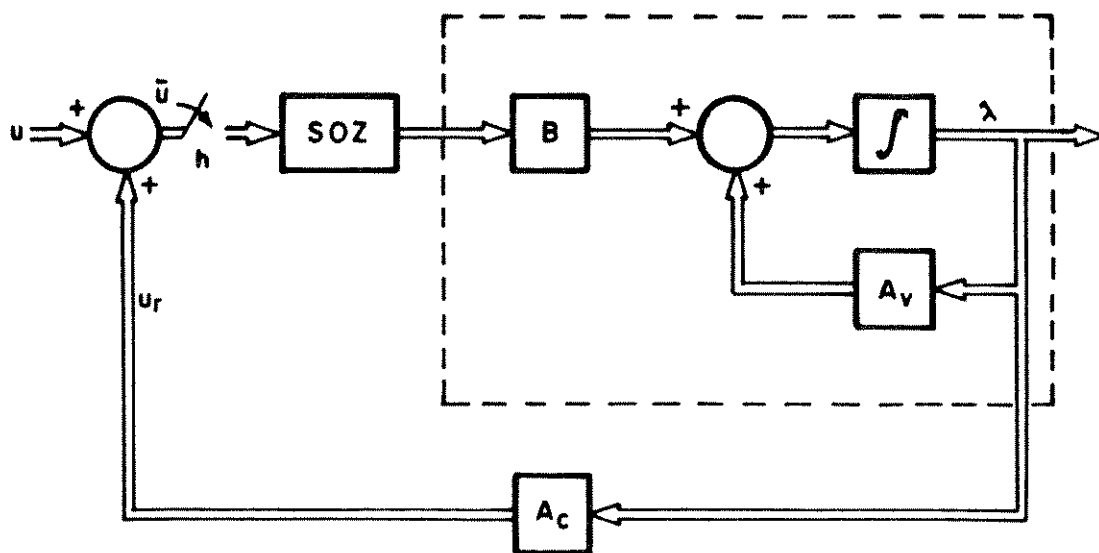


Figura 2.1: Diagrama do modelo discretizado da máquina de indução.

Pode-se verificar através da equação (2.3) que pequenas perturbações na matriz A_v implicam em alterações apreciáveis na resposta do modelo, enquanto que perturbações similares na matriz A_c implicam em pequenas alterações na resposta do modelo. Isto pode ser facilmente constatado comparando-se as respostas do modelo dado por (2.3) com as respostas obtidas através das seguintes expressões:

$$\dot{\lambda} = (A_v + \Delta A_v)\lambda + A_c\lambda + Bu \quad (2.6)$$

$$\dot{\lambda} = A_v\lambda + (A_c + \Delta A_c)\lambda + Bu \quad (2.7)$$

onde ΔA_v e ΔA_c representam respectivamente pequenas perturbações aplicadas nas matrizes A_v e A_c . As Figs. 2.2 e 2.3 mostram as variáveis de estado calculadas a partir das equações (2.3), (2.6) e (2.7). As simulações foram feitas utilizando-se a máquina cujos parâmetros são dados no Apêndice F. Nas Figs. 2.2 e 2.3 as linhas cheias são as variáveis

reais obtidas com a equação (2.3), as linhas pontilhadas são as variáveis de estado obtidas quando é aplicada uma perturbação na matriz A_v (isto é, usando-se a eq.(2.6)) e as linhas tracejadas representam as mesmas variáveis quando a perturbação é aplicada na matriz A_c (eq.(2.7)). As Figs. 2.2a e 2.2b mostram o efeito das perturbações nas variáveis de estado λ_{qs} e λ_{ds} e nas Figs. 2.3a e 2.3b são respectivamente mostrados os efeitos destas perturbações em λ_{qr} e λ_{dr} .

Pode-se constatar que perturbações na matriz A_v implicam em maiores alterações no sistema. Em outras palavras, o modelo tem maior sensibilidade em A_v do que em A_c . Portanto, o modelo discreto parece ter maior sensibilidade a possíveis erros de discretização em A_v . Assim, considerando na Fig. 2.1 a discretização da parte dentro do bloco pontilhado, obtemos:

$$A^d = e^{A_v h} = \mathcal{L}^{-1}(sI - A_v)^{-1} \quad (2.8)$$

e

$$B^d = \left(\int_0^h e^{A_v \tau} d\tau \right) B \quad (2.9)$$

Desde que A_v é uma matriz diagonal de blocos (ver equação (2.2)), o cálculo analítico de A^d e B^d fica bastante simples neste caso:

$$A^d = \text{block-diag}(A_1^d, A_2^d) \quad (2.10)$$

$$B^d = \text{block-diag}(B_1^d, B_2^d) \quad (2.11)$$

onde

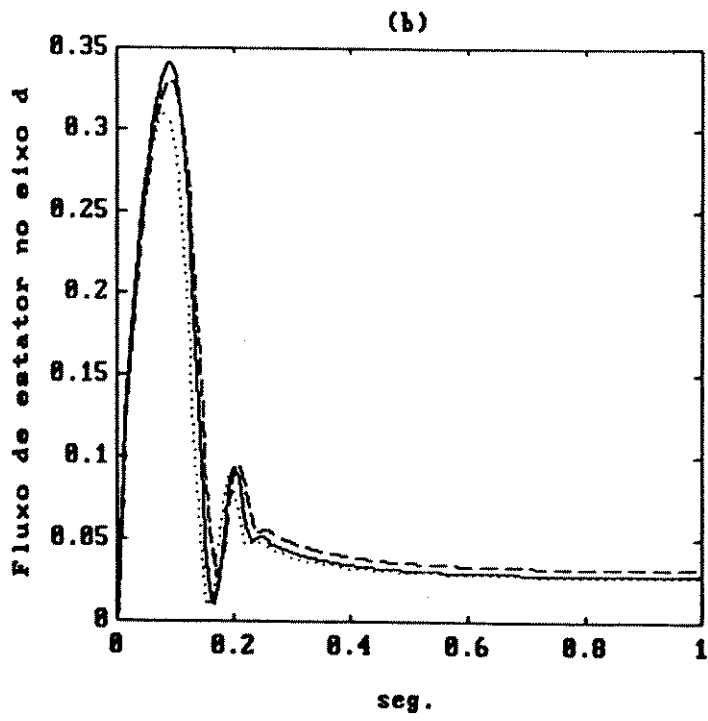
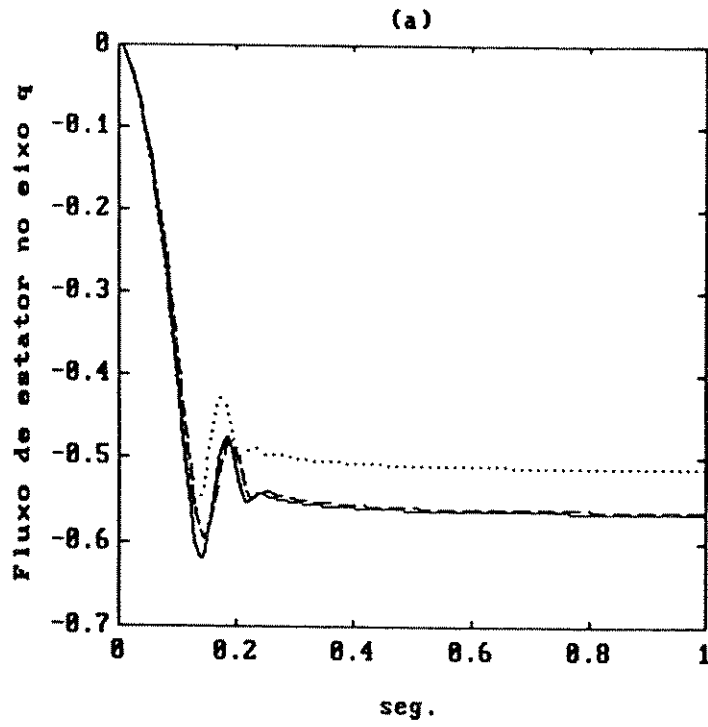


Figura 2.2: Efeito das perturbações em: (a) em λ_{qs} ; (b) em λ_{ds} .

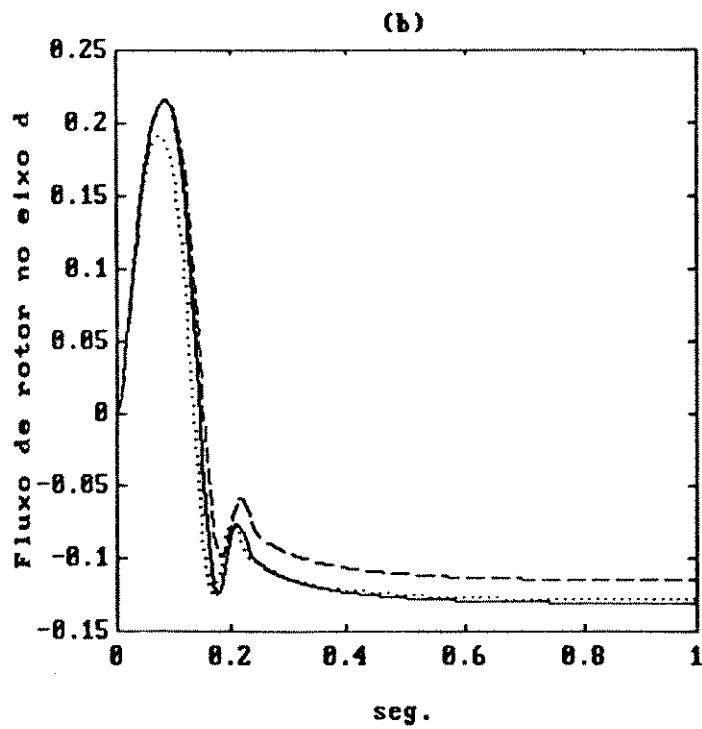
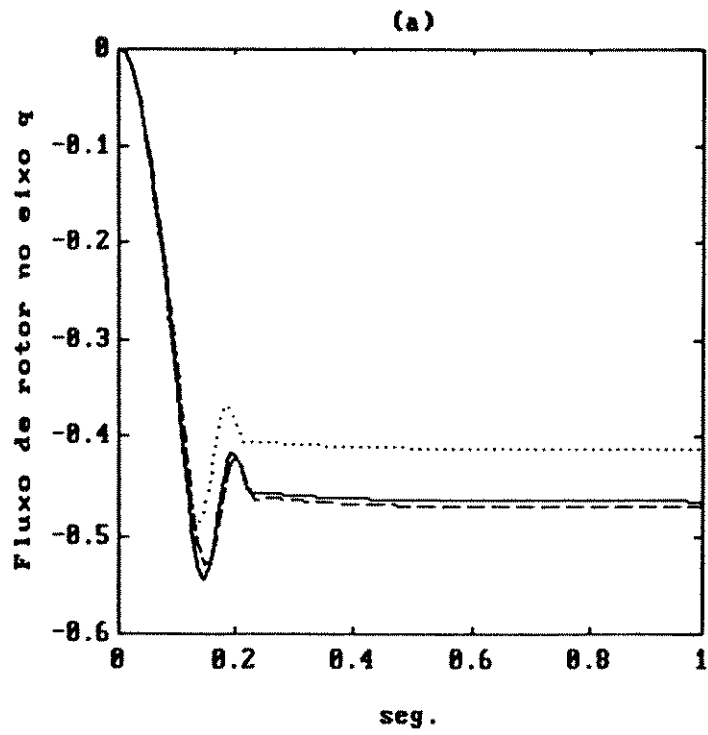


Figura 2.3: Efeito das perturbações em: (a) em λ_{qr} ; (b) em λ_{dr} .

$$A_1^d = \begin{bmatrix} \cos(\omega h) & -\text{sen}(\omega h) \\ \text{sen}(\omega h) & \cos(\omega h) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$A_2^d = \begin{bmatrix} \cos(\omega_s h) & -\text{sen}(\omega_s h) \\ \text{sen}(\omega_s h) & \cos(\omega_s h) \end{bmatrix}$$

$$B_1^d = \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega h) & -(1 - \cos(\omega h)) \\ 1 - \cos(\omega h) & \text{sen}(\omega h) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$B_2^d = \frac{1}{\omega_s} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_s h) & -(1 - \cos(\omega_s h)) \\ 1 - \cos(\omega_s h) & \text{sen}(\omega_s h) \end{bmatrix}$$

e a seguinte equação no tempo discreto é obtida.

$$\lambda(k+1) = A^d \lambda(k) + B^d \bar{u}(k) \quad (2.14)$$

Supondo também que $\bar{u}(k)$ é linear por partes durante a duração de um intervalo, h , a seguinte aproximação é utilizada:

$$\bar{u}(k) = u(k) + A_c \lambda(k) \quad (2.15)$$

Note que esta aproximação consistiu em fazer com que $A_c \lambda(t)$ no caso contínuo, seja aproximado para $A_c \lambda(k)$ no caso discreto, ou seja as quedas de tensão nas resistências de estator e rotor $u_r(t) = [-R_s i_s(t) - R_r i_r(t)]'$ são aproximadas para $u_r(k) = [-R_s i_s(k) - R_r i_r(k)]'$ no caso discreto. Este procedimento é exato somente se as correntes forem constantes durante a duração do intervalo de amostragem e naturalmente incorre em algum erro se as correntes estiverem variando, principalmente em velocidades mais baixas quando as quedas de tensão nas resistências exercem uma influência considerável no funcionamento da máquina. Cabe observar, entretanto, que o erro introduzido é muito pequeno, sendo

desprezível para as aplicações práticas de interesse, conforme é mostrado nos diversos testes e aplicações sugeridas para o modelo discreto no decorrer deste trabalho. Então, substituindo a equação (2.15) em (2.14) e depois de alguma manipulação algébrica (que deixamos de apresentar aqui mas que é apresentada em detalhes no Apêndice C), obtemos:

$$\lambda(k+1) = \Phi\lambda(k) + \Gamma u(k) \quad (2.16)$$

onde $\Phi = [A^d + B^d A_c]$, e $\Gamma = [B_1^d O]'$. Portanto a equação de estado discreta tendo os fluxos como variáveis de estado será:

$$\begin{bmatrix} \lambda_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d - aR_s B_1^d & cR_s B_1^d \\ cR_r B_2^d & A_2^d - bR_r B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1^d \\ O \end{bmatrix} V_s(k) \quad (2.17)$$

É também interessante obter equações tendo outras grandezas como variáveis de estado. Combinando (2.16) com as equações algébricas da máquina que relacionam as correntes com os fluxos (ver equações B.1 - B.4 no Apêndice B), o modelo dinâmico elétrico discreto tendo as grandezas de estator correntes e fluxos como variáveis de estado é (ver também o Apêndice C para maiores detalhes):

$$\begin{bmatrix} \lambda_s(k+1) \\ i_s(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d & -R_s B_1^d \\ a(A_1^d - A_2^d + T_r B_2^d) & A_2^d - aR_s B_1^d - bR_r B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ i_s(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1^d \\ aB_1^d \end{bmatrix} V_s(k) \quad (2.18)$$

onde T_r é a constante de tempo de rotor.

De modo semelhante, podemos também obter o modelo discreto tendo as correntes de estator e o fluxo de rotor como variáveis de estado como é apresentado a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d - aR_s B_1^d + (1 - \frac{1}{\sigma}) \frac{1}{T_r} B_2^d \\ M \frac{1}{T_r} B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} aB_1^d \\ O \end{bmatrix} V_s(k) \quad (2.19)$$

Da equação anterior, o modelo discreto idealizado para a máquina alimentada em corrente pode ser obtido diretamente como segue:

$$\lambda_r(k+1) = [A_2^d - \frac{1}{T_r} B_2^d] \lambda_r(k) + \frac{M}{T_r} B_2^d i_s(k) \quad (2.20)$$

Para completar a modelagem no tempo discreto da máquina de indução a equação mecânica (ver Apêndice A) é facilmente discretizada como:

$$\omega_r(k+1) = e^{hC_2} \omega_r(k) - \frac{1}{C_1} (e^{hC_2} - 1) (T_e(k) - T_L) \quad (2.21)$$

onde $C_2 = -PC_1/J_M$. $T_e(k)$ pode ser obtido das conhecidas expressões de conjugado nas quais são usadas as variáveis de estado discretas obtidas das equações de estado discretas anteriores.

2.3 Resultados de Simulação com o Modelo Discreto

Para comparar o comportamento do modelo discreto dado pela equação (2.16) com o comportamento do modelo contínuo, eq. (2.1) e com o modelo obtido pela aplicação do método de Euler em (2.1), são apresentados a seguir alguns resultados de simulação.

Consideraremos a máquina com um controle volts/Hertz [7] e utilizaremos o fluxo de rotor para avaliar o erro entre os modelos, sendo que o fluxo de rotor é dado por:

$$|\lambda_r| = \sqrt{\lambda_{qr}^2 + \lambda_{dr}^2} \quad (2.22)$$

A máquina parte da velocidade zero com um degrau de deslize de $\omega_s = 20\text{rad/s}$; a velocidade do rotor em rpm é mostrada na Fig. 2.4a. Para um período de amostragem $h = 5\text{ms}$, a Fig. 2.4b mostra o fluxo real (linha grossa) e o fluxo calculado pelo método de Euler, o qual apresenta instabilidade. Nesta figura, o *fluxo real* foi obtido pela discretização do modelo dinâmico contínuo utilizando-se a função C2D do MATLAB. A Fig. 2.4c mostra o fluxo obtido com o modelo discreto proposto em superposição ao fluxo real.

Na Fig. 2.5 é utilizado um período de amostragem $h=1\text{ms}$. De maneira a observar o transitório de fluxo consideraremos a máquina partindo com uma velocidade inicial de 110rpm. A Fig. 2.5a mostra o fluxo real (linha grossa) e o fluxo obtido pelo método de Euler (linha fina). A Fig. 2.5b mostra o fluxo real sobreposto ao fluxo obtido pelo modelo discreto proposto. A Fig. 2.5c mostra o erro percentual do método de Euler (linha fina) e do modelo discreto (linha grossa) em relação ao modelo contínuo exato com o erro percentual sendo definido por:

$$e = \left(\frac{|\lambda_r| - |\hat{\lambda}_r|}{|\lambda_r|} \right) 100$$

Observando a Fig. 2.5, pode-se pensar que o método de Euler é aparentemente estável. Entretanto, a medida em que a velocidade cresce se aproximando da velocidade nominal como é mostrado na Fig. 2.6a, pode-se perceber pela Fig. 2.6b que o fluxo obtido pelo método de Euler (linha fina) se torna instável. A Fig. 2.6b também mostra o fluxo real (linha grossa) superposto ao fluxo obtido pelo modelo discreto. Nota-se que o fluxo obtido pelo modelo discreto é praticamente coincidente com o fluxo real, nos casos mostrados nas Figs. 2.4c, 2.5b e 2.6b.

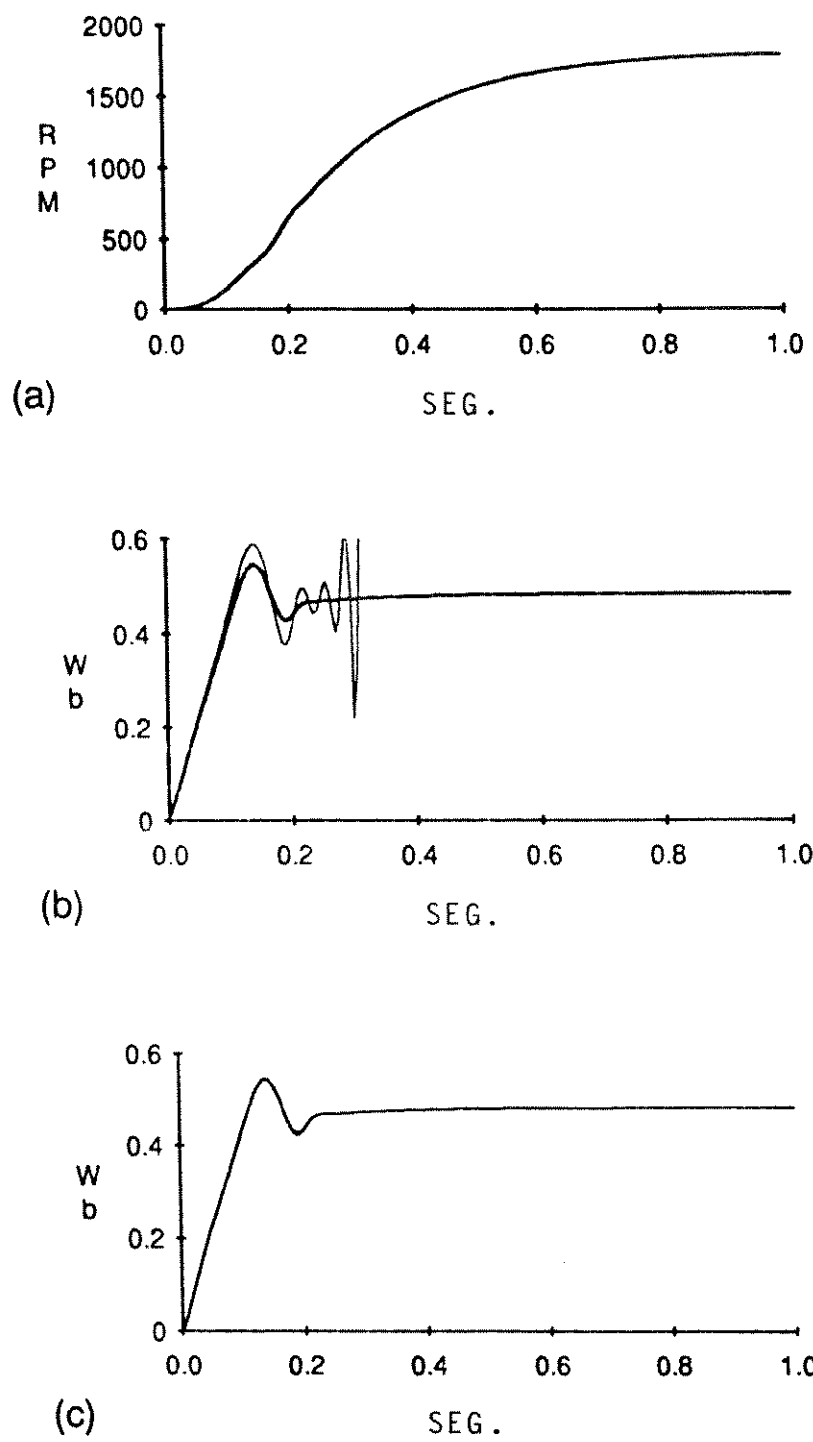


Figura 2.4: Para $h=5ms$. (a) Velocidade. (b) Fluxo de rotor: real e pelo método de Euler. (c) Fluxo de Rotor: real e pelo modelo discreto.

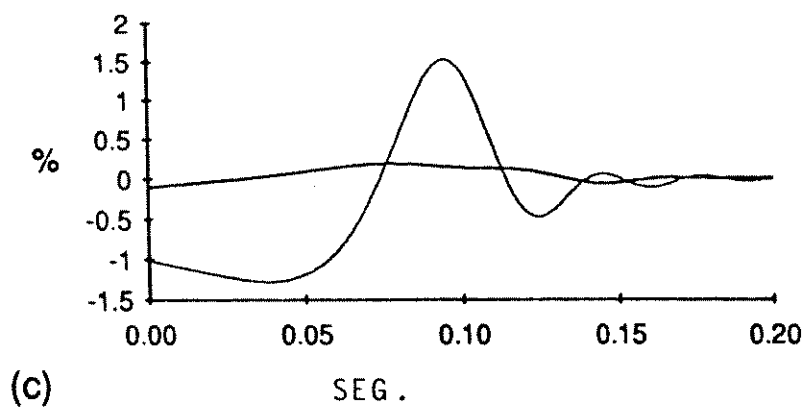
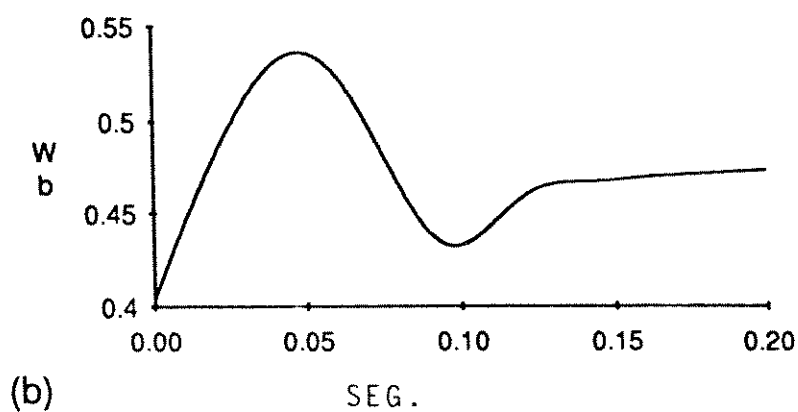
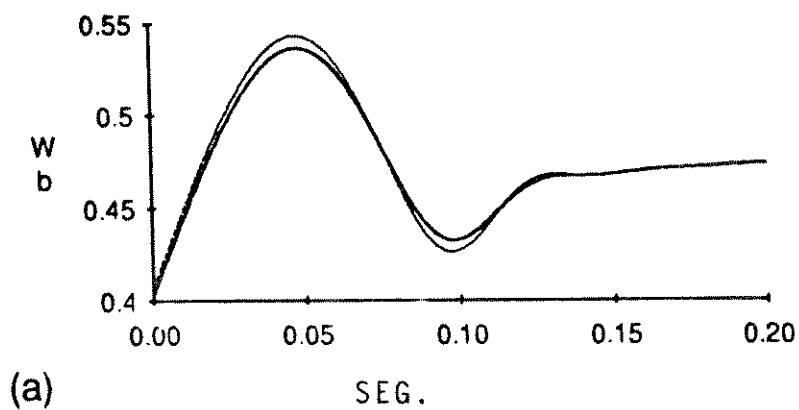


Figura 2.5: Para $h=1\text{ms}$. (a) Fluxo transitório de rotor: real e pelo método de Euler (b) Fluxo transitório de rotor: real e pelo modelo discreto. (c) Erro entre os modelos.

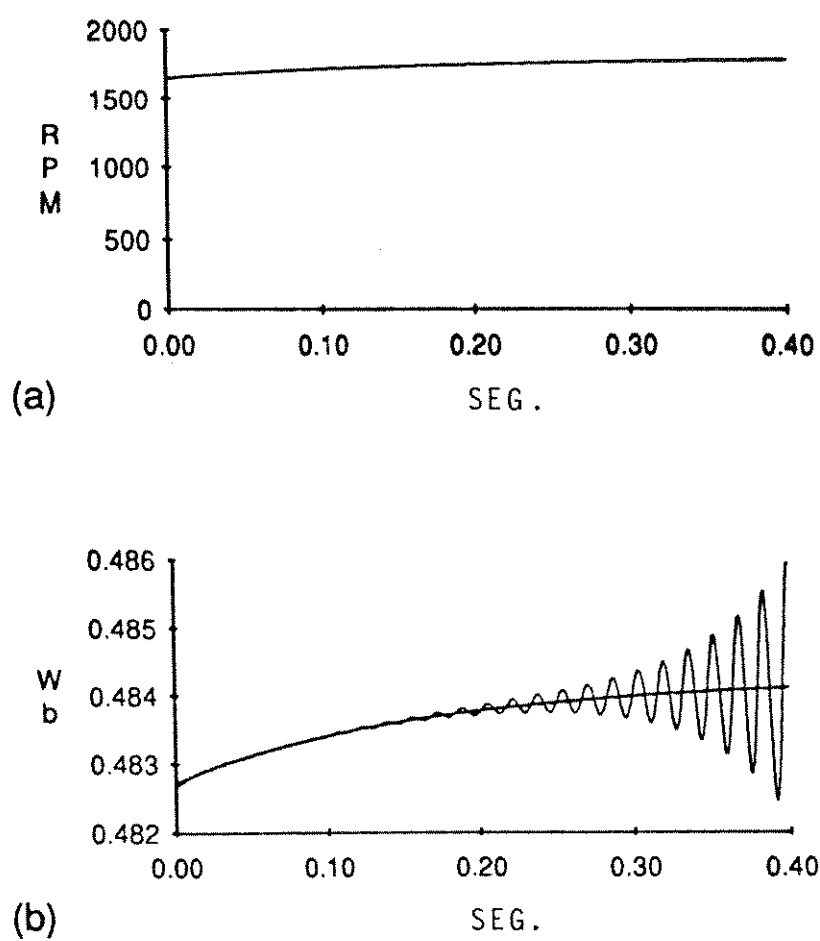


Figura 2.6: Para $h=1\text{ms}$:(a) Velocidade nominal em regime permanente. (b) Fluxo de rotor: real, pelo modelo discreto e pelo método de Euler.

Os resultados anteriores, no tempo, dão uma boa idéia do desempenho dos modelos com relação a precisão e estabilidade. Uma melhor avaliação sobre a estabilidade pode ser conseguida verificando-se a alteração dos autovalores da matriz de estado (dos modelos exato, método de Euler e modelo discreto proposto) no plano z a medida em que a velocidade da máquina cresce.

Considerando inicialmente um intervalo de amostragem de 5ms, a Fig. 2.7a mostra o comportamento dos autovalores no plano z para o modelo discreto considerado *exato* quando é aplicado uma degrau de deslize na máquina de 20rad/s. A máquina parte com velocidade inicial zero e atinge uma velocidade final de cerca de 380rad/s. A curva cheia representa o círculo unitário, sendo que o modelo será instável se algum dos autovalores estiver no exterior deste círculo. Para as mesmas condições, a Fig. 2.7b mostra a evolução dos autovalores para o modelo discretizado pelo método de Euler. Pode-se notar que este modelo tende para a instabilidade a medida em que a velocidade aumenta. A Fig. 2.7c apresenta os autovalores para o modelo discreto, mostrando que o modelo é estável mesmo para um intervalo de amostragem relativamente grande como este. É interessante verificar também o comportamento dos autovalores para outros intervalos de amostragem. Considerando agora um intervalo, $h = 1\text{ms}$, a Fig. 2.8a mostra os autovalores para o modelo exato, a Fig. 2.8b mostra o método de Euler que mesmo com este intervalo menor ainda se torna instável e a Fig.2.8c mostra o comportamento dos autovalores para o modelo discreto.

2.4 Considerações sobre o Modelamento Discreto

2.4.1 Escolha do período de amostragem

Na seção anterior, foram apresentados alguns resultados obtidos com os modelos discretos usando períodos de amostragem de 1ms e 5ms. Verificou-se que o modelo discretizado pelo método de Euler é bastante impreciso e se torna instável mesmo para

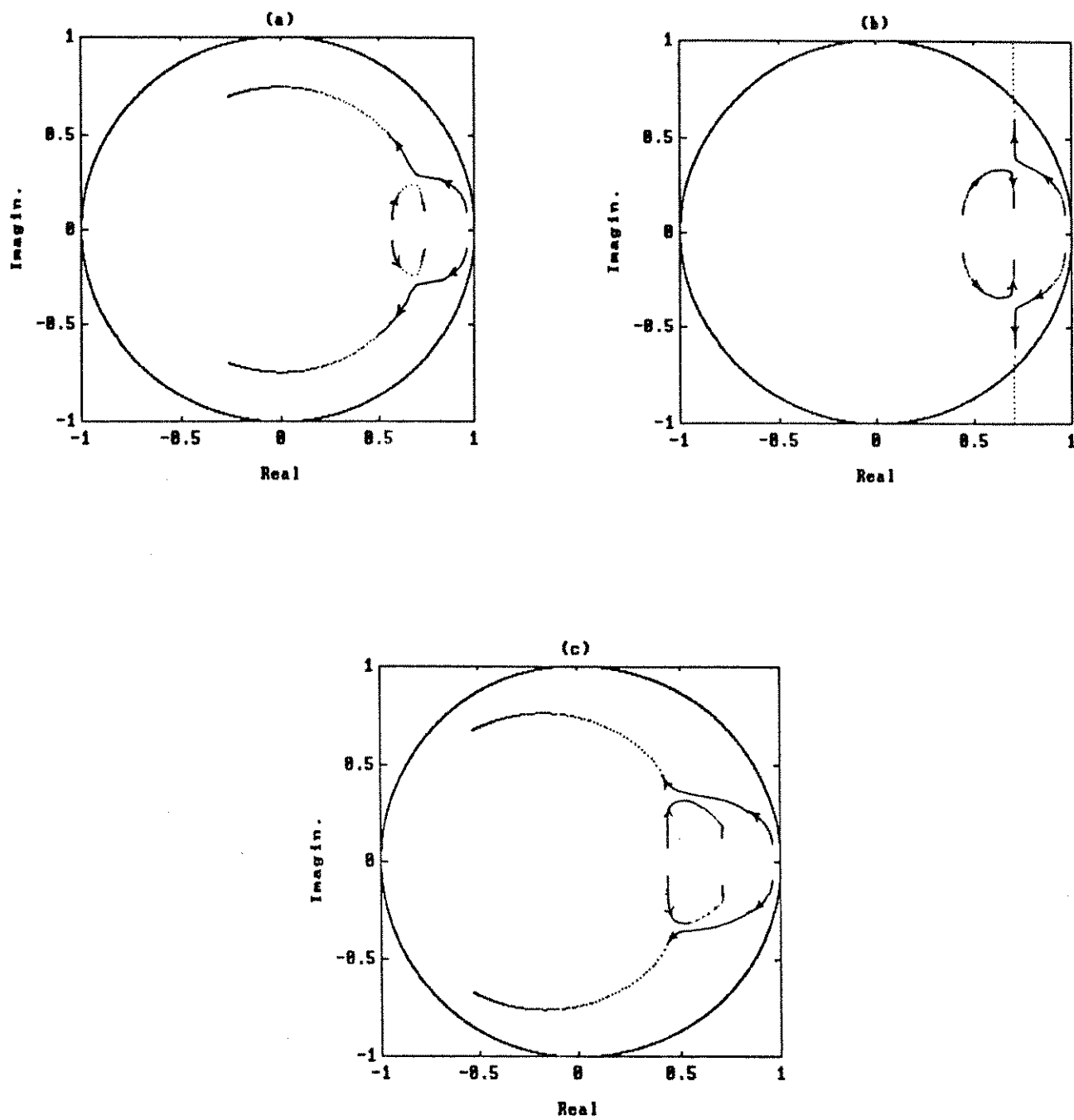


Figura 2.7: Deslocamento dos autovalores no plano z com o crescimento da velocidade para $h = 5\text{ms}$ (a) Modelo exato. (b) Método de Euler. (c) Modelo discreto.

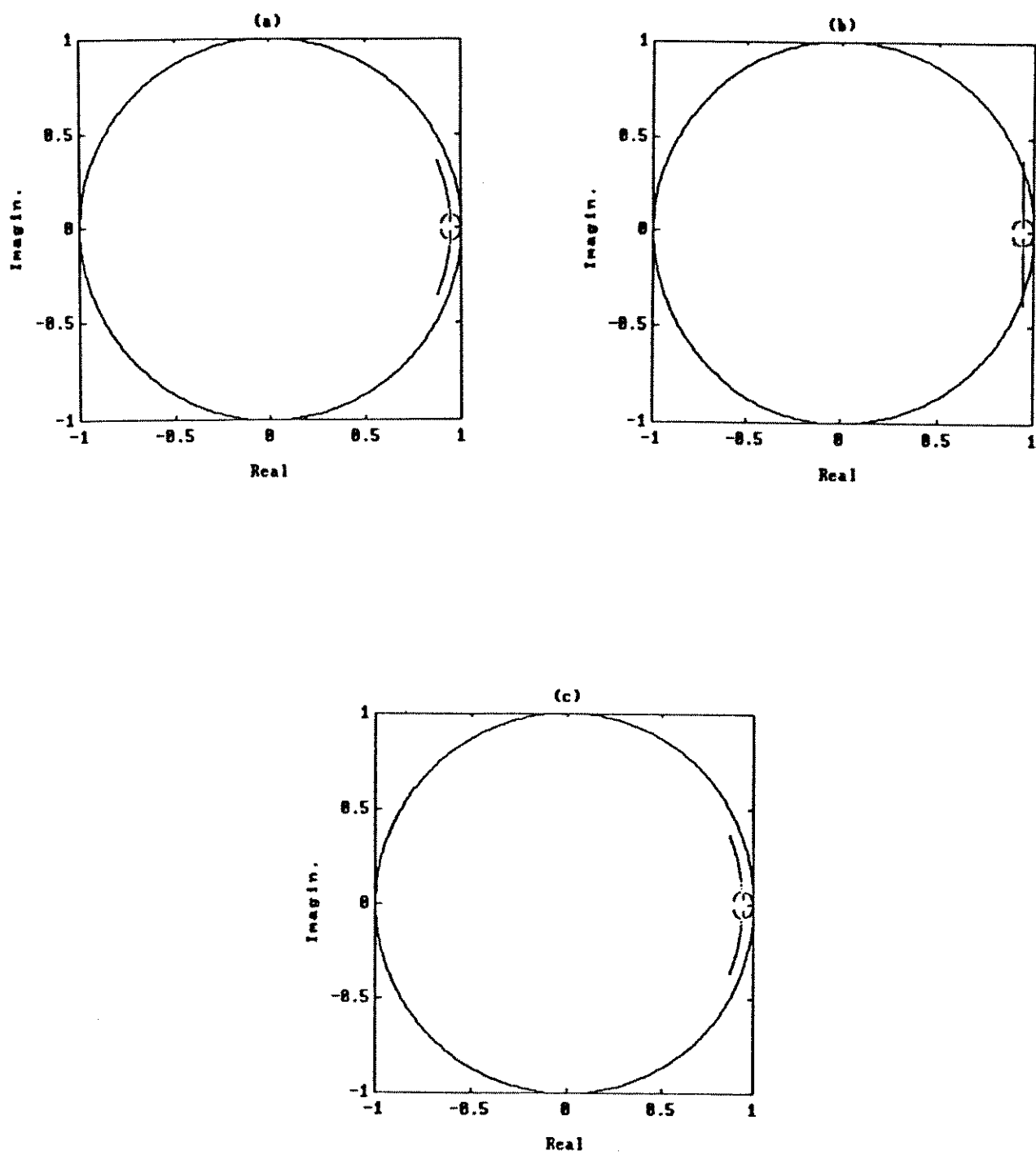


Figura 2.8: Deslocamento dos autovalores no plano z com o crescimento da velocidade para $h = 1\text{ms}$ (a) Modelo exato. (b) Método de Euler. (c) Modelo discreto.

$h=1\text{ms}$. No entanto, devido a simplicidade deste método, pode ser tentador pensar que o problema poderia ser resolvido fazendo-se o intervalo de amostragem suficientemente pequeno. Mas isto não é sempre verdade e pode causar problemas como acúmulo de erros e aumento da carga computacional, o que é obviamente indesejável.

Uma regra prática [65] para determinar o intervalo de amostragem é fazer com que o intervalo h seja escolhido de modo que

$$p_m h \leq 0.5 \quad (2.23)$$

onde p_m é o módulo do maior autovalor do sistema contínuo. No caso do motor de indução, em um sistema de referência síncrono, o maior autovalor ocorre para velocidade zero, sendo que isto não se aplica para sistemas de referência no estator e no rotor [40].

O limite superior do intervalo de amostragem pode então ser escolhido pela equação (2.23). Por outro lado, a escolha de um intervalo muito pequeno pode levar a problemas computacionais como é comentado a seguir.

Seja p um autovalor de A , então o autovalor correspondente de Φ será e^{ph} . Definindo

$$ph = \alpha \pm j\beta, \quad (2.24)$$

então h precisa ser escolhido de modo que

$$|\alpha \pm j\beta| \leq 0.5 \quad (2.25)$$

para satisfazer a condição da equação (2.23). Portanto,

$$\alpha^2 + \beta^2 \leq 0.5^2 \quad (2.26)$$

O autovalor de Φ correspondente a p será:

$$e^{ph} = e^{\alpha \pm j\beta} = e^{\alpha}(\cos\beta \pm j\text{sen}\beta) \quad (2.27)$$

Para satisfazer as condições de estabilidade de (2.25), os valores de α e de β em (2.27) devem ser tais que

$$-0.5 \leq \alpha \leq 0$$

e

$$-0.5 \leq \beta \leq 0.5 \quad (2.28)$$

Portanto, a região do plano z sujeita as equações acima é a região hachurada mostrada na Fig. 2.9.

Então, é claro que quando h se torna muito pequeno os autovalores serão restringidos a regiões cada vez mais estreitas do plano z , próximo ao limite do círculo unitário, muito embora o sistema contínuo correspondente tenha seus autovalores espalhados no lado esquerdo do plano s . Isto pode ser verificado no presente caso, comparando-se as Figs. 2.7 e 2.8. Na Fig. 2.8, para $h=1\text{ms}$, os autovalores foram empurrados para o lado direito do círculo unitário em relação a Fig. 2.7, onde estes estão mais espalhados no plano z devido ao maior passo de amostragem ($h=5\text{ms}$) utilizado.

Os autovalores muito próximos do limite do círculo unitário levam a uma considerável instabilidade da computação devido a uma maior sensibilidade a erros numéricos causados por truncamento e arredondamento, sendo que o problema será mais sério se as variáveis estiverem com ruídos, o que é comum em aplicações práticas.

2.4.2 Erros de discretização

O modelo discreto proposto é uma aproximação do método de transição de estados [64] para discretização de sistemas contínuos. Este método pode ser bastante

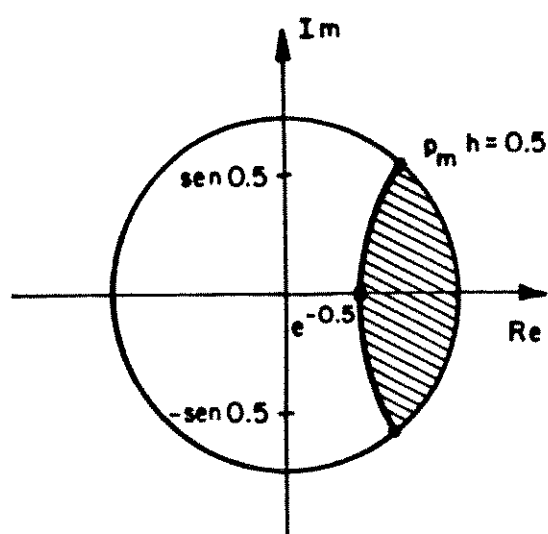


Figura 2.9: Região do plano z onde ocorrem os autovalores de um modelo discretizado a partir de um sistema contínuo estável.

preciso se a entrada for constante por partes, o que é uma boa aproximação para o caso de controle em tempo real. Todavia, se a entrada variar durante o intervalo de amostragem, caso de identificação por exemplo, este método apresenta alguma imprecisão. Uma melhor aproximação pode ser conseguida usando-se a média do valor de entrada, u , entre os intervalos de amostragem k e $k + 1$; assim a equação (2.16) poderia ser alterada para:

$$\lambda(k + 1) = \Phi\lambda(k) + \frac{1}{2}\Gamma[u(k) + u(k + 1)] \quad (2.29)$$

Com esta modificação, o método de transição de estados exato (o proposto é aproximado) apresenta um desempenho equivalente ao método do trapézio, de acordo com [64].

2.5 Conclusão

O modelo discreto apresentado neste capítulo provou ser bastante preciso e estável, produzindo melhores resultados do que a discretização obtida com o método de Euler. Embora aparentemente complexo em sua formulação, somente somas de matrizes 2×2 são requeridas como pode ser visto através de uma inspeção mais cuidadosa das equações (2.16 - 2.19) simultaneamente com as equações (2.12 - 2.13). Além disso, os termos dos blocos da matriz de estados são repetidos, o que significa ser necessário computar somente oito dos dezesseis termos componentes desta matriz. Também é necessário computar seno e cosseno de $\omega_s h$ bem como seno e cosseno de ωh a cada passo, mas estes valores podem ser tabelados eliminando-se assim a necessidade de se dispender tempo de computação com estes cálculos.

Levando-se em conta as considerações acima, o modelo proposto é bastante atrativo computacionalmente tanto para simulação como para aplicações em tempo real.

Capítulo 3

Observador de Fluxo e Identificação de Parâmetros através do Modelamento Discreto da Máquina de Indução

3.1 Introdução

A informação precisa do fluxo rotórico é um requisito imperativo para o controle vetorial da máquina de indução. Mas a obtenção de um sinal preciso através de dispositivos externos tal como sensores Hall ou bobina pesquisadora é muito inconveniente pois necessita modificações na estrutura da máquina. Assim, esquemas de estimação são usados para se estimar o fluxo a partir das grandezas terminais (tensão e corrente de estator, e velocidade de rotor). Simulação em tempo real [7], [18], [68] e, mais recentemente, observadores de estado [1], [5], [28], [48],[49], [50], [68] têm sido considerados para esta tarefa. Os esquemas de observadores para este propósito são tipicamente baseados em uma abordagem de sistemas lineares contínuos [50] e conforme foi ressaltado no Capítulo anterior algumas considerações adicionais são necessárias para implementação em microcomputadores.

O notável desempenho conseguido com a aplicação do controle vetorial é principalmente caracterizado pelas altas propriedades dinâmicas conferidas a máquina de indução como resposta rápida e bom comportamento dinâmico. Então, para esta aplicação, os projetos de observadores precisam considerar a equação dinâmica variante no tempo da máquina de indução. Por outro lado, é requerido que a taxa de decrescimento do erro de um observador seja arbitrariamente ditada pelos autovalores escolhidos sem depender da velocidade do rotor ou frequência de deslize. Portanto, o procedimento de alocação de polos poderá requerer computação em tempo real uma vez que a matriz de realimentação

de erro do observador precisa variar com o sistema de modo a manter os autovalores na alocação estabelecida.

Levando em conta as considerações acima, neste Capítulo é apresentada uma abordagem discreta para o projeto de observadores de fluxo. O modelo discreto introduzido no Cap.2 é utilizado para esta finalidade. Um observador reduzido e variante no tempo discreto é proposto e a seguir é apresentado um observador de ordem completa. Tirando proveito das particularidades do modelo discreto, algumas soluções relativamente originais são propostas para a alocação dinâmica dos autovalores, sendo mostrado que a computação requerida pode ser significativamente reduzida por uma manipulação adequada do modelo discreto. A seguir o observador proposto é examinado com respeito à variação dos parâmetros da máquina. Para contornar problemas de imprecisão induzidos no observador devido a erros no modelo, é necessário a estimação *on-line* da resistência de rotor e indutância mútua. Utilizando o modelo discreto, um esquema de identificação via filtro de Kalman é facilmente obtido, com a característica de necessitar pouca computação adicional para ser implementado.

3.2 Conceito de Observador

As técnicas desenvolvidas a partir dos observadores de Luenberger [43], [44] permitem a obtenção de variáveis de estado que são inacessíveis diretamente através de medidas. O projeto do observador consiste na combinação de simulação em tempo real com correção através de realimentação de erro.

Dado um sistema representado em termos de modelo de estado

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

pode-se obter um valor estimado \hat{x} das variáveis de estado x através da simulação em tempo real do próprio modelo:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu$$

Entretanto, este simulador não é capaz de reduzir qualquer diferença inicial entre as variáveis medidas y e as variáveis estimadas $C\hat{x}$. O observador é um simulador em que esta diferença, após ser multiplicada por uma matriz de ganho L , é utilizada para corrigir a simulação de modo a diminuir o erro entre as variáveis medidas e as correspondentes variáveis estimadas:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L[C\hat{x} - y]$$

Definindo o erro $e = \hat{x} - x$, obtemos através da combinação da equação anterior com a equação de estado, a seguinte expressão:

$$\dot{e} = [A - LC]e,$$

onde a dinâmica do erro é governada pelos autovalores de $(A - LC)$, sendo que estes podem ser alocados arbitrariamente desde que o sistema seja observável.

3.2.1 Observadores discretos

No caso de observadores discretos, o procedimento adotado para projeto é semelhante ao caso contínuo. Dado um sistema representado pelo modelo de estado discreto:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \Phi x(k) + \Gamma u(k) \\ y &= Hx(k) \end{aligned} \tag{3.1}$$

a equação do observador será:

$$\hat{x}(k+1) = \Phi\hat{x}(k) + \Gamma u(k) + L[y(k) - H\hat{x}(k)]$$

com a equação de erro sendo dada por:

$$\tilde{x}(k+1) = [\Phi - LH]\tilde{x}(k)$$

onde $\tilde{x}(k) = [x(k) - \hat{x}(k)]$.

Transformando a equação de estado discreta (3.1) para:

$$\begin{bmatrix} x_a(k+1) \\ x_b(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{aa} & \Phi_{ab} \\ \Phi_{ba} & \Phi_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(k) \\ x_b(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma_a \\ \Gamma_b \end{bmatrix} u(k) \quad (3.2)$$

$$y(k) = [I \quad O] \begin{bmatrix} x_a(k) \\ x_b(k) \end{bmatrix}$$

onde $x_a(k)$ é a parte do vetor de estado que é acessível para medições e $x_b(k)$ é a parte que precisa ser estimada, podemos, a partir desta equação, obter um estimador de ordem reduzida onde somente x_b é estimado [22]:

$$\begin{aligned} \hat{x}_b(k+1) &= \Phi_{bb}\hat{x}_b(k) + \Phi_{ba}x_a(k) + \Gamma_b u_k + \\ &L[x_a(k+1) - \Phi_{aa}x_a(k) - \Gamma_a u(k) - \Phi_{ab}\hat{x}_b(k)] \end{aligned}$$

A equação de estado na forma discreta(3.2) apresenta algumas vantagens para o projeto de observadores. Por esta razão, é interessante escolher a equação discreta da máquina de indução dada por (2.19), onde $i_s(k)$ pode ser considerada a parte mensurável do vetor de estado enquanto que $\lambda_r(k)$ será a parte a ser estimada.

3.3 Observadores Discretos de Fluxo de Rotor

Observadores de fluxo rotórico podem ser construídos em várias configurações diferentes. A escolha pode depender do modelo adotado (corrente ou tensão) e do sinal

de correção disponível) [1], [28]. Neste trabalho, é usado o modelo dado pela equação (2.19) com o vetor de corrente de estator, i_s , tomado como termo de correção. A partir do modelo discreto pode-se projetar observadores de ordem completa e reduzida através de uma abordagem de sistemas discretos [3], [22], como é apresentado a seguir.

3.3.1 Observador discreto de ordem reduzida

Reescrevendo a equação (2.19) como:

$$\begin{bmatrix} i_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{aa} & \Phi_{ab} \\ \Phi_{ba} & \Phi_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma_a \\ O \end{bmatrix} u(k) \quad (3.3)$$

$$y(k) = [I \quad O] \begin{bmatrix} i_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

De (3.3) e (3.4), a equação do estimador de ordem reduzida é dada por:

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_r(k+1) &= \Phi_{bb}\hat{\lambda}_r(k) + \Phi_{ba}i_s(k) + \\ &L[i_s(k+1) - \Phi_{aa}i_s(k) - \Gamma_a u(k) - \Phi_{ab}\hat{\lambda}_r(k)] \end{aligned} \quad (3.5)$$

onde $\hat{\lambda}_r$ é o vetor de fluxo estimado, e L é a matriz de ganho do observador. O vetor de erro de estimação é definido por:

$$e(k) = \lambda_r(k) - \hat{\lambda}_r(k) \quad (3.6)$$

e a equação dinâmica de erro é facilmente obtida de (3.5) e (3.6), como

$$e(k+1) = [\Phi_{bb} - L\Phi_{ab}] e(k) \quad (3.7)$$

Desde que o sistema (3.3) e (3.4) é completamente observável, os autovalores em (3.7) podem ser arbitrariamente alocados pela escolha apropriada da matriz L .

Para obter convergência do erro para zero, os autovalores de $[\Phi_{bb} - L\Phi_{ab}]$ precisam estar dentro do círculo unitário. Mas, como as matrizes Φ_{bb} e Φ_{ab} são variantes no tempo, torna-se necessário determinar a matriz L a cada passo para manter os autovalores na alocação desejada.

Definindo a dinâmica desejada do erro de estimação como

$$e(k+1) = Xe(k) \quad (3.8)$$

onde X é uma matriz 2×2 previamente determinada para uma alocação arbitrária dos autovalores, a matriz L pode ser computada de:

$$L = [\Phi_{bb} - X] \Phi_{ab}^{-1} \quad (3.9)$$

Como caso particular, para se obter erro zero imediatamente após o primeiro intervalo de amostragem, a matriz X deve ser escolhida como uma matriz nula de dimensão 2×2 e portanto a correspondente matriz de ganho L é dada por:

$$L = \Phi_{bb} \Phi_{ab}^{-1} \quad (3.10)$$

É importante observar que as equações (3.9) e (3.10) requerem que Φ_{ab} seja uma matriz não singular para toda a faixa de operação da máquina de indução. De (2.19) e (3.3), temos que:

$$\Phi_{ab} = c \left(A_1^d - A_2^d + \frac{1}{T_r} B_2^d \right) \quad (3.11)$$

Não é difícil mostrar que Φ_{ab} é uma matriz de posto completo. Na verdade, seu determinante é maior do que zero para todas condições de operação da máquina de indução¹.

Alguns resultados de simulação deste observador são mostrados na Fig. 3.1 onde máquina parte no tempo zero, já em regime permanente, com uma velocidade de 1560 rpm. Decorridos 0.01 seg. é aplicado um conjugado de frenagem através de inversão de deslize, Fig. 3.1a.

A Fig. 3.1b mostra o fluxo real (linha fina) obtida através do modelo contínuo exato e o fluxo estimado (representado por barras verticais) para um período de amostragem $h = 2\text{ms}$. A matriz L foi calculada a cada passo como na expressão (3.10), sendo que o observador parte no tempo zero com condições iniciais nulas. A Fig. 3.2 mostra o erro percentual entre o fluxo real e o fluxo estimado. Pode-se notar que o erro desaparece imediatamente após o primeiro intervalo de amostragem (v. Fig.3.2a) mas cresce a partir do instante 0.01s, quando o transitório começa, atingindo um máximo de aproximadamente 1,4%. Pode-se também notar que um pequeno erro de cerca de 0,3% persiste na medida em que o transitório continua. É claro que se o intervalo de amostragem for reduzido, o erro diminui como é mostrado na Fig.3.2b onde, agora para $h = 1\text{ms}$, o erro percentual atinge um máximo de 0,8% e decresce para cerca de 0,2% a medida que o transitório prossegue.

A resposta obtida nas Figs. 3.1 e 3.2 foi alcançada considerando-se a matriz X em (3.9) como uma matriz de zeros, isto é autovalores em zero. Outras respostas transitórias podem ser obviamente obtidas escolhendo-se outros autovalores para o observador.

É interessante notar que a máquina de indução é um sistema multivariável e

¹O valor mínimo do determinante de Φ_{ab} é igual a $h^2 c^2 / T_r$ e ocorre quando $\omega = \omega_s = 0$. Ver Apêndice D.

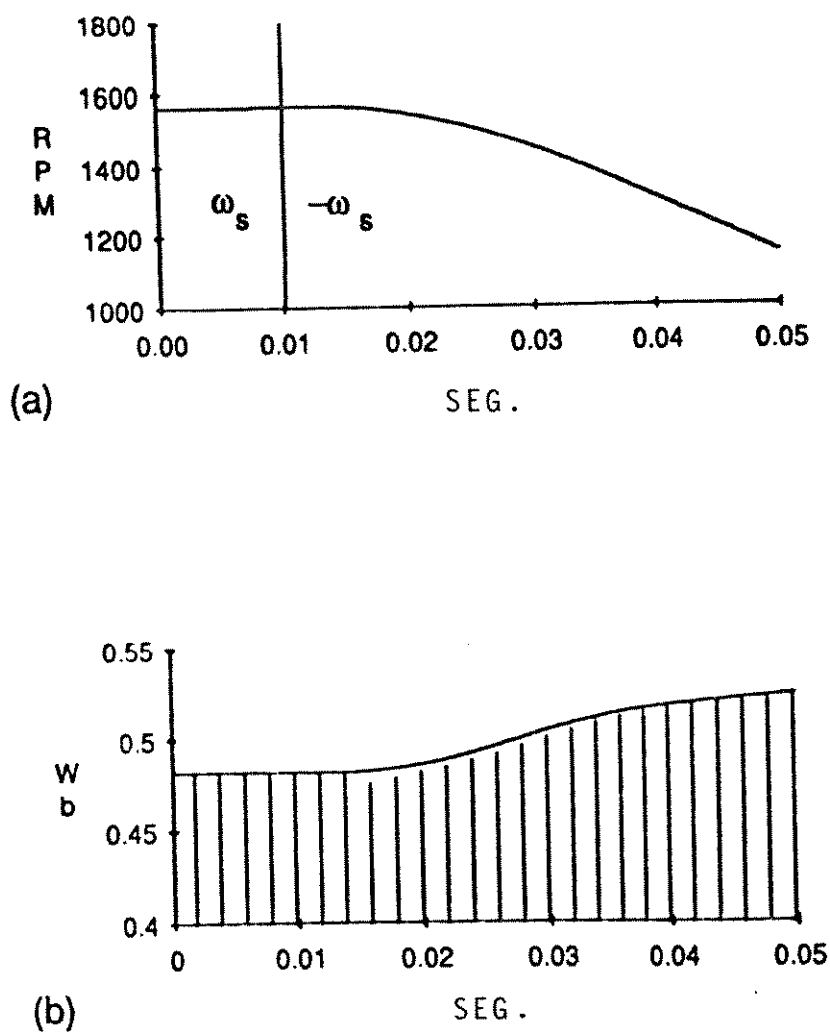


Figura 3.1: (a) Velocidade (b) Fluxo de rotor: real e estimado

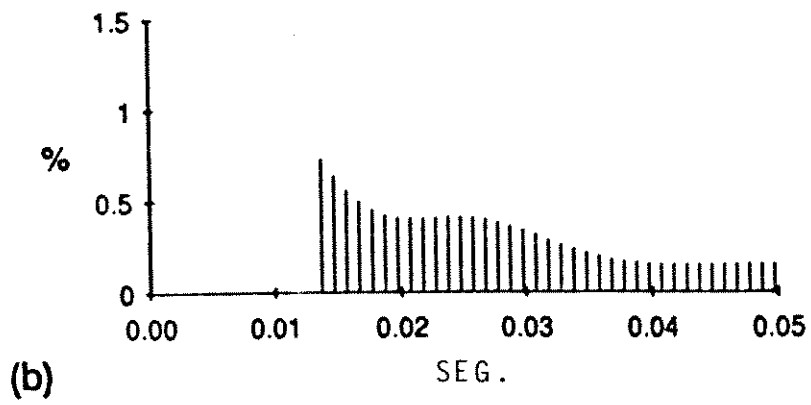
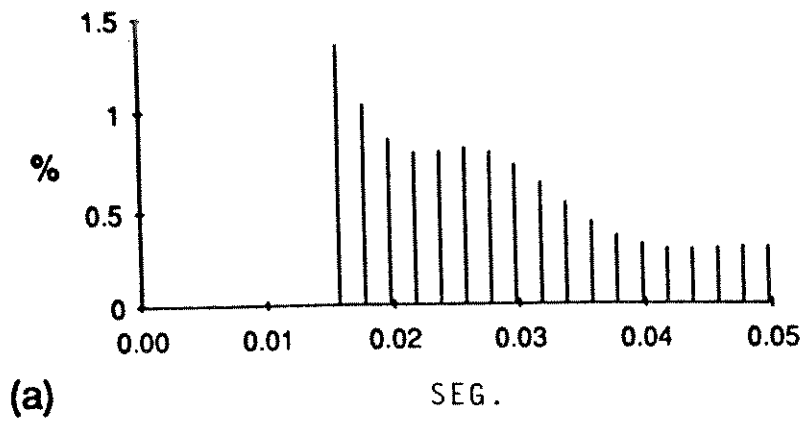


Figura 3.2: (a) Erro para $h = 2\text{ms}$. (b) Erro para $h = 1\text{ms}$

poderemos ter respostas diferentes para um mesmo conjunto de autovalores [15] dependendo da forma da matrix $[\Phi_{bb} - L\Phi_{ab}]$ em (3.7). Por exemplo, tomando-se a matrix X em (3.8) com as seguintes formas:

$$X_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0.3 \\ 1 & 0.1 \end{bmatrix}, \quad X_2 = \begin{bmatrix} 0.6 & 0 \\ 0 & -0.5 \end{bmatrix}$$

teremos respectivamente para X_1 e X_2 as respostas transitórias mostradas nas Figs. 3.3 e 3.4, muito embora tenhamos os mesmos autovalores (0.6 e -0.5) nos dois casos.

O observador reduzido analisado nesta seção apresenta um bom desempenho como constatado através dos resultados. Contudo, pela equação (3.5), pode ser notado que a computação do fluxo estimado no intervalo $k + 1$ necessita do valor medido da corrente i , também no intervalo $k + 1$, o que implica em um atraso na utilização do sinal estimado para controle. Isto não chega a ser significativo para sistemas de dinâmica lenta, mas pode ser indesejável no caso do motor de indução cuja dinâmica elétrica é rápida. Verguese em [68] aponta outras possíveis inconveniências do observador reduzido, como problemas de ruídos provocados pela utilização de sinais medidos no procedimento de estimação, por exemplo. Devido a estes problemas, talvez seja mais interessante se utilizar um observador de ordem completa² como é descrito a seguir.

3.3.2 Observador de ordem completa

Considere a equação (3.3), agora reescrita como:

$$x(k+1) = \Phi(k)x(k) + \Gamma(k)u(k) \quad (3.12)$$

$$y(k) = Hx(k) \quad (3.13)$$

²Também chamado de estimador de predição [22].

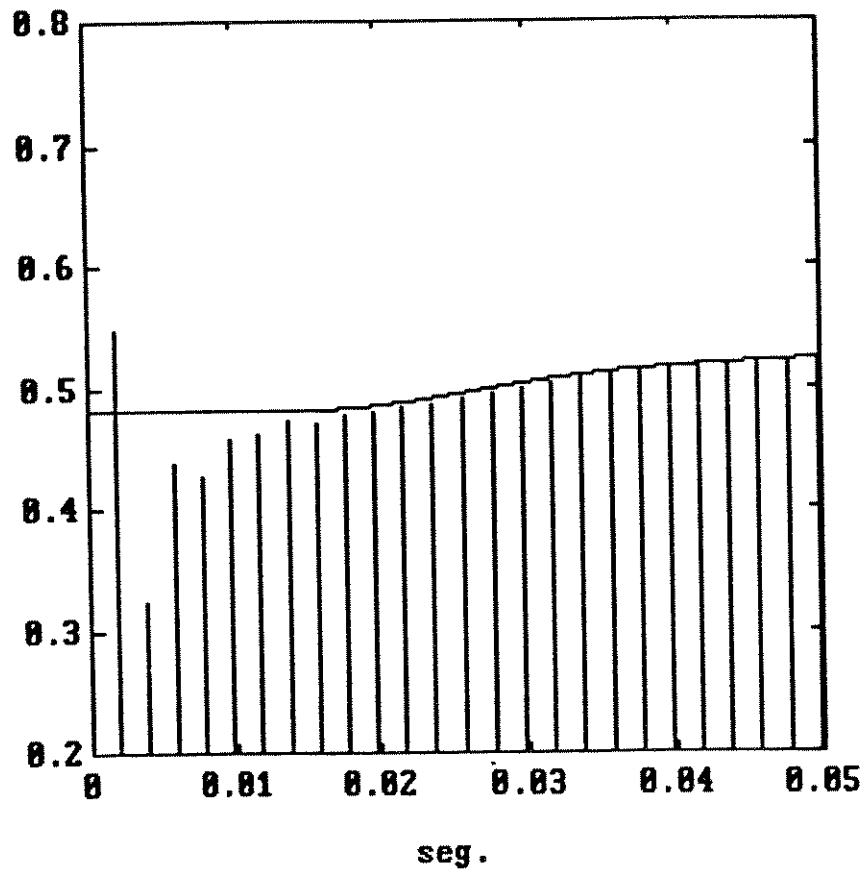


Figura 3.3: Resposta do observador reduzido para X_1 .

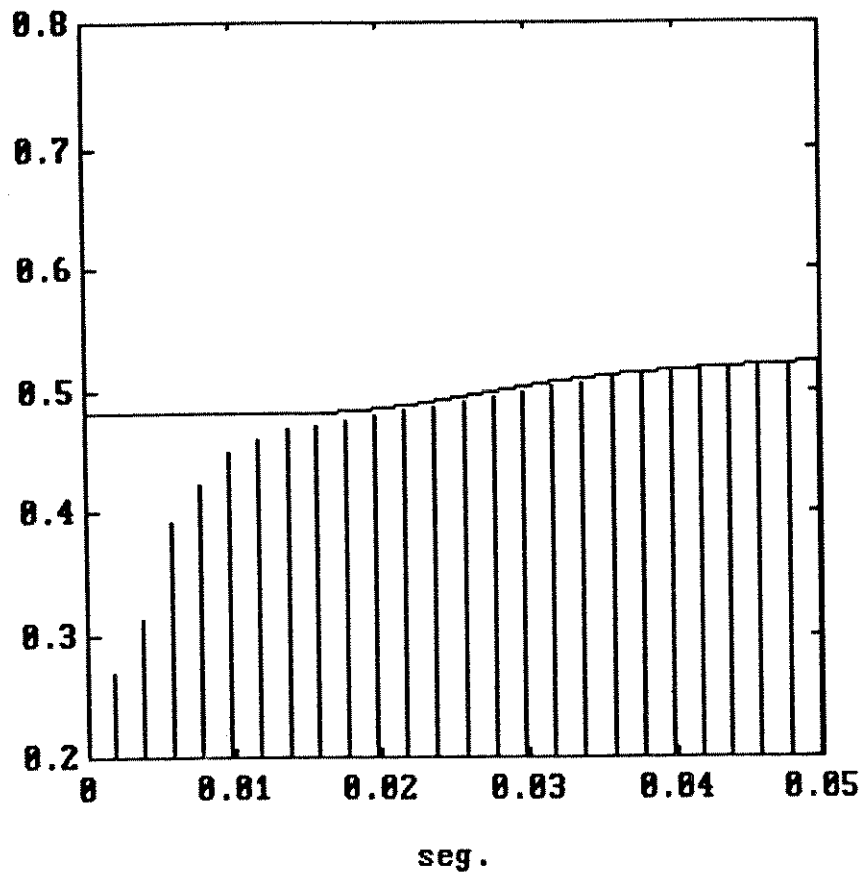


Figura 3.4: Resposta do observador reduzido para X_2 .

onde $x(k) = [i_s(k) \lambda_r(k)]'$, $u(k) = V_s(k)$ e $H = [I \ O]$. Note que Φ e Γ foram escritas como função do intervalo de amostragem k .

A equação do observador discreto de ordem completa para o sistema dado por (3.12) [22] [3] é:

$$\hat{x}(k+1) = \Phi(k)\hat{x}(k) + \Gamma(k)u(k) + L(k)[y(k) - H\hat{x}(k)] \quad (3.14)$$

Este observador é chamado de estimador de predição porque o estado estimado $\hat{x}(k+1)$, está um ciclo a frente do sinal medido $y(k)$. A expressão de erro deste observador é dada por:

$$e(k+1) = [\Phi(k) - L(k)H]e(k) \quad (3.15)$$

Como $\Phi(k)$ é variante com k , devido a ω e ω_s , a matriz de ganho 4×2 , $L(k)$, precisa também ser variante com k de modo a manter os autovalores de $[\Phi(k) - L(k)H]$ na alocação desejada dentro do círculo unitário. A princípio pode-se usar qualquer algoritmo de alocação de polos para determinar $L(k)$ desde que seja possível efetuar os cálculos em uma fração do intervalo de amostragem, pois o tempo restante tem que ser usado para controle, aquisição de dados, etc. O procedimento apresentado em [59] é bastante interessante para a presente aplicação porque, junto com algumas particularidades do modelo discreto da máquina, resulta em um procedimento que exige pouco esforço computacional. Isto é mostrado pelo seguinte algoritmo:

Algoritmo:

1. Calcular a matriz $T_1(k)$ como:

$$T_1(k) = \begin{bmatrix} H \\ H\Phi(k) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} O \\ I \end{bmatrix}$$

2. Calcular $T(k)$

$$T(k) = [T_1(k) \quad \Phi(k)T_1(k)]$$

3. Calcular

$$\bar{\Phi}(k) = T(k)^{-1}\Phi(k)T(k) = \begin{bmatrix} O & -F_0(k) \\ I & -F_1(k) \end{bmatrix}$$

Para alocação de autovalores adicionamos ainda os seguintes passos:

4. Escolher dois pares de autovalores $\{\lambda_1, \lambda_2\}$ e $\{\lambda_3, \lambda_4\}$, tais que $\lambda_1 = \lambda_2$ e $\lambda_3 = \lambda_4$; providenciando que as partes complexas de λ_1 e λ_3 apareçam conjugadas, e tendo $|\lambda_1|$ e $|\lambda_3|$ dentro do círculo unitário. A seguir computar:

$$\begin{aligned} M_0 &= \lambda_1 \lambda_3 I \\ M_1 &= -(\lambda_1 + \lambda_3)I \end{aligned}$$

5. Calcular

$$\bar{L}(k) = \begin{bmatrix} M_0 - F_0(k) \\ M_1 - F_1(k) \end{bmatrix}$$

6. Calcular

$$L(k) = T(k)\bar{L}(k)$$

Este algoritmo executado a cada intervalo de amostragem calcula a matriz de ganho, $L(k)$, para a equação do observador (3.14) de modo que os autovalores escolhidos não mudem durante o transitório.

Da maneira como foi colocado acima, este algoritmo demanda um considerável tempo de computação. Entretanto, como foi previamente comentado, podemos tirar vantagem das particularidades do modelo discreto proposto para a máquina de indução de modo a minimizar o cálculo envolvido para obter a matriz $L(k)$. Realmente, no Apêndice

E, é mostrado que a computação de $L(k)$ pode ser resumida como a seguir:

1. Executar o passo 4 do algoritmo. Isto é feito somente uma vez.
2. Calcular a matriz $L(k)$ como:

$$L(k) = \begin{bmatrix} G(k) \\ \Phi_{ab}^{-1}(k)\{M_0 + \Phi_{bb}G(k)\} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{aa}(k) \\ \Phi_{ba}(k) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

onde

$$G(k) = M_1 + \Phi_{bb}(k)$$

Como pode ser verificado por (3.16), a computação de $L(k)$ envolve a inversão da matriz Φ_{ab} que é 2×2 ; duas multiplicações e quatro operações de soma de matrizes de duas dimensões.

Alguns resultados de simulação deste observador são apresentados a seguir. A Fig. 3.5a mostra o fluxo real, $|\lambda_r|$ (linha contínua), e o fluxo estimado, $|\hat{\lambda}_r|$ (representado por barras verticais), para a máquina operando em regime permanente, sendo que:

$$|\lambda_r| = \sqrt{\lambda_{qr}^2 + \lambda_{dr}^2}$$

O intervalo de amostragem é $h = 1\text{ms}$ e o observador parte do instante zero com condições iniciais nulas. O conjunto de autovalores alocados é: $\{-0.4, -0.4, 0.4, 0.4\}$. Para estes autovalores, como pode ser visto na Fig. 3.5a, o erro é zerado no sexto intervalo de amostragem. A Fig. 3.5b mostra o resultado para todos os autovalores alocados em zero (no centro do círculo unitário) e neste caso o erro é bastante reduzido já no segundo intervalo de amostragem.

É também interessante verificar o comportamento do observador em condições transitórias. A linha contínua da Fig. 3.6 representa o fluxo real em regime transitório

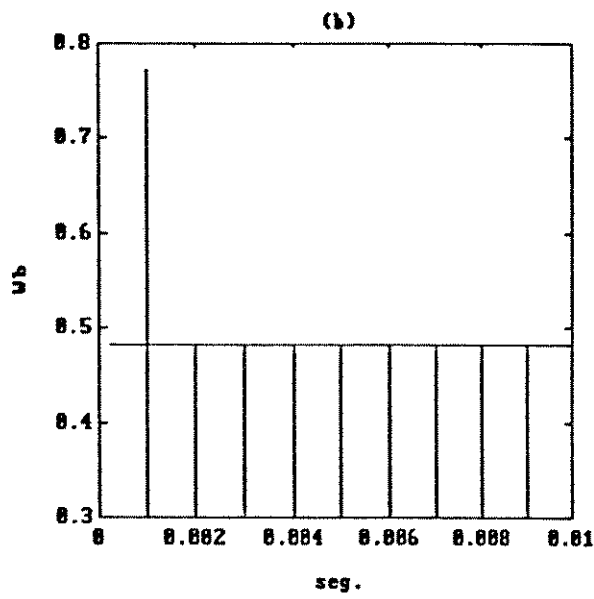
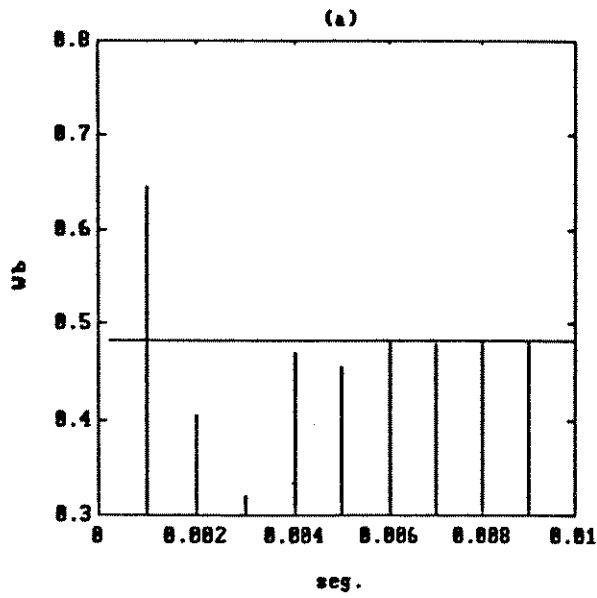


Figura 3.5: Fluxo real e observado: (a) Autoval. = $\{\pm 0.4, \pm 0.4\}$ (b) Todos autoval. = 0.

durante a aceleração da máquina. O observador parte no tempo zero com condições iniciais nulas e com o seguinte conjunto de autovalores $\{\pm 0.4, \pm 0.4\}$. Pode-se notar que a diferença entre o fluxo real e o fluxo estimado (barras verticais) é bem reduzida após a sexta amostragem, permanecendo entretanto um pequeno erro, $e \simeq 0.5\%$, durante o período transitório. O erro percentual, e , foi definido como: $e = 100(|\lambda_r| - |\hat{\lambda}_r|) / |\lambda_r|$.

3.4 Erros de Estimação

Nesta seção são feitas algumas considerações procurando mostrar os possíveis erros que podem aparecer na aplicação deste observador. Muito embora as considerações sejam feitas para o observador de ordem completa, estas também podem ser estendidas para o observador reduzido.

3.4.1 Erros de discretização

Na Fig. 3.7a é mostrada a velocidade da máquina durante um transitório de frenagem. Inicialmente a máquina está operando em regime permanente com uma velocidade de 1780rpm. No tempo 0.01s, um conjugado de frenagem é aplicado através de inversão de deslize ($\omega_s = -20\text{rad/seg}$). Para estas condições, a Fig. 3.7b mostra a evolução do fluxo real (linha cheia) e do fluxo estimado (linha pontilhada) para $h=1\text{ms}$ e autovalores $\{\pm 0.4, \pm 0.4\}$.

Na Fig. 3.8 é mostrado o erro percentual entre os fluxos real e estimado. Nota-se que o erro é zero em regime permanente e que salta para um máximo de 0.5% quando inicia o transitório. Também pode-se notar que o erro tende a aumentar (negativamente) a medida em que a velocidade diminui não ultrapassando, entretanto, o valor de 1.5% para velocidades já bem próximas de zero. Estes erros são basicamente devidos ao processo de discretização adotado e, apesar de pequenos, podem ainda ser reduzidos através da diminuição do intervalo h [10].

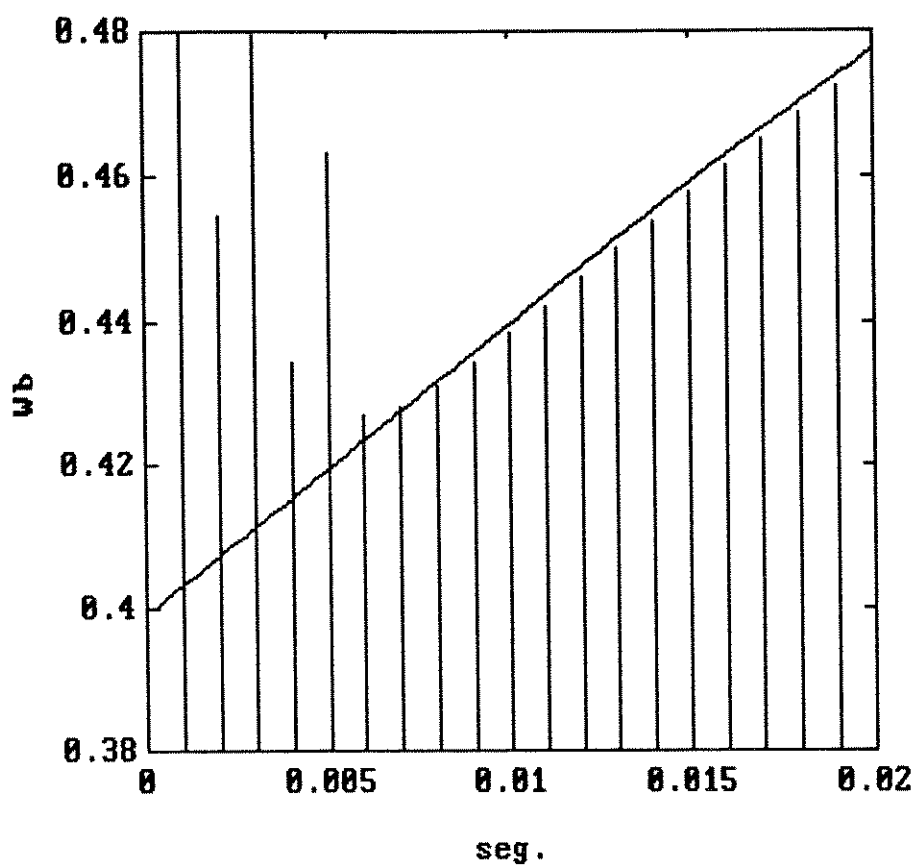


Figura 3.6: Fluxo real e observado em regime transitório - Autoval. = $\{\pm 0.4, \pm 0.4\}$.

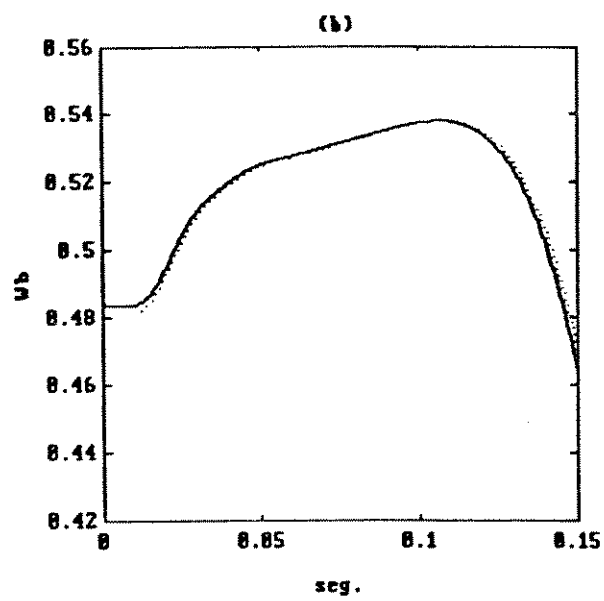
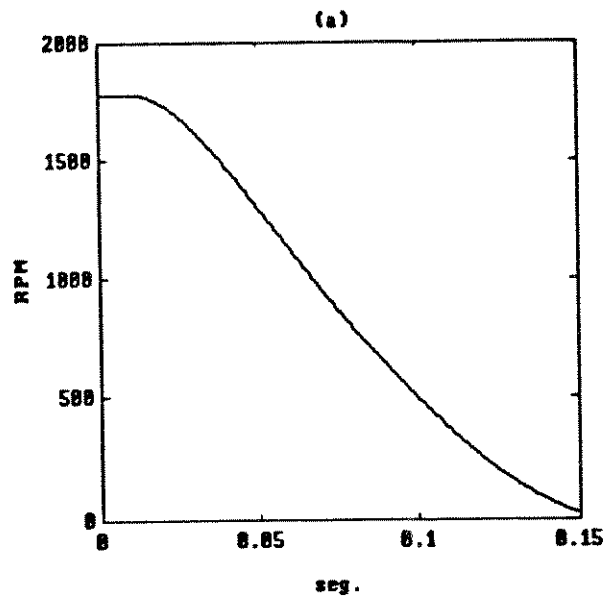


Figura 3.7: (a) Velocidade transitória. (b) Fluxo real e observado.

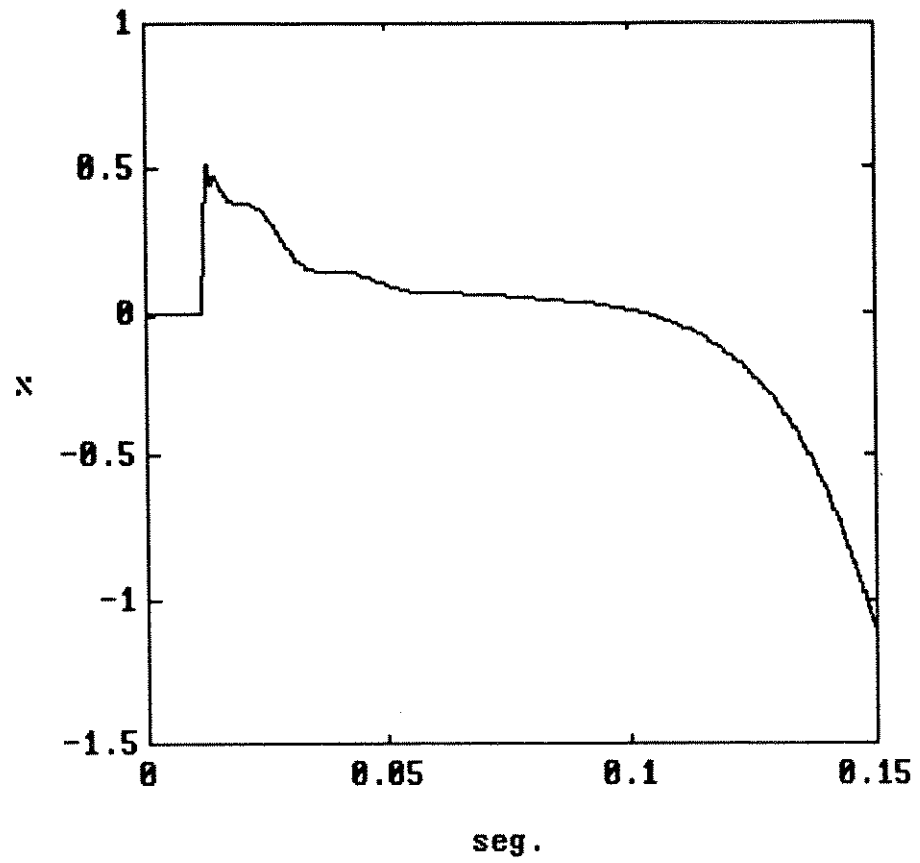


Figura 3.8: Erro percentual entre os fluxos real e estimado.

3.4.2 Erros devidos a discrepâncias entre os parâmetros do modelo e os do sistema

Os resultados anteriores foram obtidos supondo-se os parâmetros do observador rigorosamente idênticos aos parâmetros reais da máquina. Na realidade, os parâmetros R_s e R_r variam bastante com a temperatura, enquanto que a indutância M varia com o nível de fluxo da máquina. Este assunto é bastante discutido na literatura, notadamente em [67], e tem sido considerado em vários trabalhos sobre observadores de fluxo [5], [49], [50]. No observador de ordem completa proposto neste trabalho, verificou-se que as variações usuais dos parâmetros R_s , R_r e M introduzem erros como mostrado na Fig.3.9. Nesta figura, a linha cheia mostra o erro percentual em relação a velocidade para uma variação de 20% na resistência de estator R_s . A linha pontilhada mostra o efeito no erro para uma variação de 50% na resistência de rotor, R_r . A linha tracejada se refere a uma variação de 20% da indutância mútua. É verificado nos três casos que o erro tende a crescer quando a velocidade diminui, o que também é constatado em [5] [49].

Para contornar este problema de imprecisão do observador provocada por erros no modelo, é necessário se fazer uma identificação *on-line* dos parâmetros, notadamente da resistência de rotor que, por apresentar maior variação, introduz também uma taxa de erro maior nas estimações.

3.5 Estimação de Parâmetros

Existem na literatura vários métodos para se fazer estimação de parâmetros da máquina. Alguns destes são apresentados nas referências [26], [67]. Uma dessas técnicas consiste em corrigir a constante de tempo rotórica com base na diferença entre a potência reativa calculada e a medida [2],[24]. Observador estendido [50], filtro de Kalman

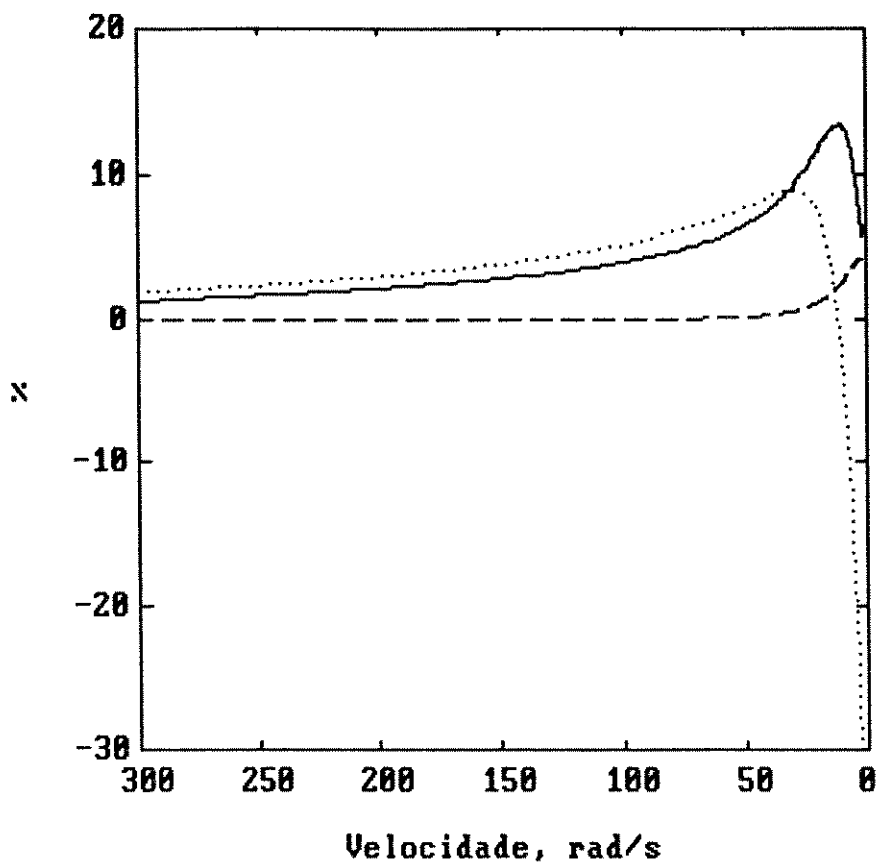


Figura 3.9: Erros de estimação devido a variação de parâmetros.

aumentado³ [69] e métodos adaptativos [18], [36] têm sido propostos para compensar a estimação de fluxo e determinar a constante de tempo rotórica. Outros métodos, como em [45], baseiam-se na resposta da máquina à injeção de um sinal. Algumas propostas parecem complicadas demais para uma implementação prática.

A maioria dos métodos de identificação consideram a indutância mútua como constante e somente estimam a resistência de rotor ou a constante de tempo rotórica. Porém, este procedimento é algo restritivo desde que só será válido se a corrente de magnetização for mantida constante uma vez que a indutância mútua varia com o nível de excitação da máquina.

3.5.1 Considerações sobre a variação de parâmetros

Basicamente, os cinco parâmetros de interesse da máquina são L_s , L_r , M , R_s e R_r que a princípio precisariam ser estimados.

As indutâncias L_s e L_r são dadas por:

$$L_s = L_{sl} + M \quad e \quad L_r = L_{rl} + M$$

A indutância de dispersão de estator, L_{sl} , é somente função das dimensões físicas da máquina sendo usualmente constante para uma dada máquina independentemente das condições de operação tais como: temperatura, corrente, tensão ou fluxo. Já a indutância de dispersão de rotor, L_{rl} , varia com o fluxo de entreferro, permanecendo entretanto praticamente constante quando o dente da máquina estiver saturado. O grau de saturação dos dentes depende do projeto e do nível de fluxo de entreferro sendo que tipicamente as máquinas são projetadas de modo a terem os dentes sob saturação até que o nível de fluxo

³Aqui o termo aumentado ou estendido se refere ao aumento da dimensão vetor de estado devido a inclusão de parâmetros variantes que são tomados como variáveis.

decreça a cerca de metade do fluxo nominal [67]. Então com base nestas considerações a indutância de dispersão de rotor pode também ser considerada como constante na região de operação de interesse da máquina. As indutâncias de dispersão podem ser medidas pelo teste de rotor bloqueado ou usando o inversor como proposto em [26], [45]. De qualquer forma, uma vez conhecidas estas podem ser consideradas constantes.

A resistência R_s pode variar com a temperatura cerca de ± 20 por cento em torno de um determinado valor de referência sendo necessário portanto compensar seu valor com a temperatura [67].

Os parâmetros R_r e M não podem ser medidos *on-line*. Eles tem que ser estimados.

3.5.2 Estimação estocástica de parâmetros

Usando o modelo discreto, o seguinte esquema via filtro de Kalman [11], [31] é proposto para estimar os parâmetros M e R_r .

Considere o vetor de parâmetros a ser estimado como:

$$x(k) = [T_r(k) \quad M(k)]' \quad (3.17)$$

Usando as duas últimas linhas da equação (3.3) podemos escrever:

$$T_r \lambda_r(k+1) = [T_r A_2^d - B_2^d] \lambda_r(k) + M B_2^d i_s(k) \quad (3.18)$$

Usando (3.17) e (3.18) a seguinte equação pode ser escrita:

$$z(k) = C(k)x(k) + v(k) \quad (3.19)$$

onde

$$z(k) = -B_2^d \hat{\lambda}_r(k) \quad (3.20)$$

e $C(k)$ é a matriz 2×2 dada por:

$$C(k) = [\hat{\lambda}_r(k+1) - A_2^d \hat{\lambda}_r(k) \quad - B_2^d i_s(k)] \quad (3.21)$$

sendo que $\hat{\lambda}_r$ é obtido do observador.

O vetor $v(k)$ é uma variável vetorial aleatória Gaussiana que é adicionada principalmente para considerar os ruídos no vetor de corrente de estator medido, i_s , bem como possíveis imprecisões no vetor de fluxo de rotor observado, $\hat{\lambda}_r$. Também é suposto que $\mathcal{E}\{v(k)\} = 0$ e $\mathcal{E}\{v(k)v(j)'\} = 0$ para $k \neq j$. A matriz de covariância de $v(k)$ é definida por:

$$R(k) = \mathcal{E}\{v(k)v(k)'\} \quad (3.22)$$

É também considerado que o vetor de parâmetros segue a equação dinâmica abaixo:

$$x(k+1) = x(k) + w(k) \quad (3.23)$$

onde $w(k)$ é uma variável vetorial aleatória Gaussiana que é adicionada para levar em conta o incremento do vetor de parâmetros. Também é suposto que $\mathcal{E}\{w(k)\} = 0$, $\mathcal{E}\{w(k)w(j)'\} = 0$ e $\mathcal{E}\{w(k)v(j)'\} = 0$ para $k \neq j$.

A matriz de covariância de $w(k)$ é definida por:

$$Q(k) = \mathcal{E}\{w(k)w(k)'\} \quad (3.24)$$

A condição inicial para o vetor de parâmetros é considerada como um vetor aleatório Gaussiano tal que $\mathcal{E}\{x(k) w(k)'\} = 0$ e $\mathcal{E}\{x(k) v(k)'\} = 0$. A condição inicial estimada é dada por:

$$\hat{x}(0) = \mathcal{E}\{x(0)\} \quad (3.25)$$

e sua matriz de covariância é:

$$S(0) = \mathcal{E}\{x(0) x(0)'\} \quad (3.26)$$

Usando as equações (3.18) a (3.20), pode-se implementar um filtro de Kalman⁴ utilizando o procedimento descrito a seguir, onde a matriz de covariância de erro associada ao vetor de parâmetros a ser estimado é:

$$P(k) = \mathcal{E}\{[x(k) - \hat{x}(k)] [x(k) - \hat{x}(k)]'\} \quad (3.27)$$

A matriz $C(k+1)$ e o vetor $z(k+1)$ é formado usando o vetor medido de corrente de estator, i_s , e o vetor observado de fluxo de rotor de acordo como descrito em (3.20) e (3.21). Então o ganho do filtro de Kalman é computado da equação

$$G(k+1) = S(k+1)C(k+1)' \{ [C(k+1)S(k+1)C(k+1)' + R(k+1)] \}^{-1} \quad (3.28)$$

O vetor de parâmetros estimado é atualizado usando a equação abaixo

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k) + G(k+1) [z(k+1) - C(k+1)\hat{x}(k)] \quad (3.29)$$

⁴O funcionamento do filtro de Kalman para este tipo de aplicação é muito bem explicado por Zai em [69] e também por Lima em [40].

A matriz de covariância associada com o vetor de parâmetros estimado atualizado é dada por:

$$P(k+1) = S(k+1) - G(k+1)C(k+1)S(k+1) \quad (3.30)$$

A matriz de covariância para o vetor de parâmetros estimado um passo à frente é dada por:

$$S(k+2) = P(k+1) + Q(k+1) \quad (3.31)$$

A partir daí o *loop* é fechado em (3.28).

O filtro é usado em conjunção com o observador como ilustrado na Fig. 3.10. Nesta figura, a parte dentro do bloco tracejado corresponde ao observador completo descrito na seção anterior; E^{-1} representa um atraso de um intervalo de amostragem. O filtro utiliza os valores medidos de $i_s = [i_{qs} \quad i_{ds}]'$ e os valores observados $\hat{\lambda}_r = [\hat{\lambda}_{qr} \quad \hat{\lambda}_{dr}]'$ para estimar os parâmetros M e T_r , os quais serão usados para corrigir o erro do observador.

Não é apresentada aqui uma análise mostrando as condições de estabilidade do procedimento. Em [36], é mostrado um esquema semelhante para corrigir o observador através de um estimador de parâmetros iterativo sendo apresentada uma prova da estabilidade do método. Acrescentamos entretanto que tal prova não se aplica exatamente para o nosso procedimento já que existem marcantes diferenças de implementação.

Alguns resultados de simulação são apresentados a seguir para mostrar o desempenho do observador com adaptação de parâmetros. O intervalo de amostragem do observador é $h = 1\text{ms}$ sendo que um intervalo de amostragem maior é usado pelo filtro de modo a prevenir possível correlação no ruído $v(k)$ em (3.19), desde que é suposto que $\mathcal{E}(v(k) v(j)') = 0$ para $k \neq j$. Foi verificado experimentalmente que o intervalo de

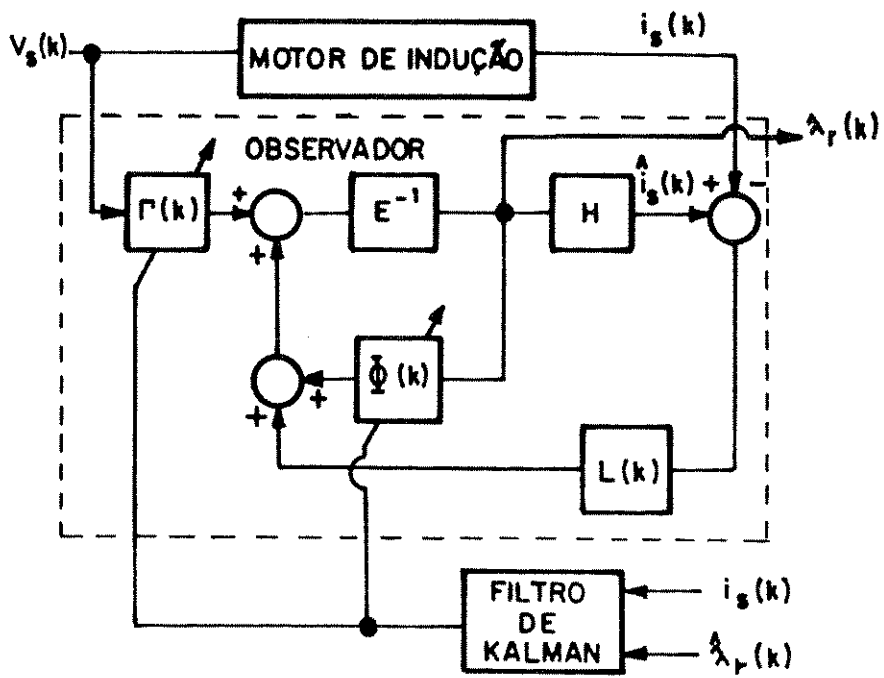


Figura 3.10: Diagrama de blocos do observador de fluxo discreto com adaptação de parâmetros

amostragem do filtro deve ser tomado no mínimo três vezes maior do que o intervalo de amostragem do observador.

Depois de alguns testes experimentais no sistema observador-estimador proposto, usando os parâmetros de máquina apresentados no Apêndice F, as matrizes de covariância associadas a $w(k)$ e $v(k)$, foram escolhidas como $Q = Q(k)$ e $R = R(k)$, dadas por:

$$Q = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.01 \end{bmatrix}$$

$$R = 10^{-3} \begin{bmatrix} 0.2 & 0.01 \\ 0.01 & 0.1 \end{bmatrix}$$

O procedimento de estimação começa sem nenhuma medição prévia e o estado inicial foi tomado como

$$\hat{x}(0) = [0.134 \quad 0.05]' \quad (3.32)$$

o que corresponde respectivamente a uma resistência de rotor e indutância mútua inicial dadas por: $R_r = 0.5\Omega$ e $M = 0.05H$. Sua matriz de covariância foi tomada como

$$S(0) = 100 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

O procedimento filtro de Kalman é executado sómente a cada três intervalos usando as equações (3.28) - (3.31).

Na Fig.3.11a é mostrado o erro do observador. O sistema começa com os parâmetros iniciais dados por (3.32) sem executar correção de parâmetros, e o erro do observador para estas condições é de aproximadamente 20%. A máquina opera em regime permanente com uma velocidade de 1780rpm. No instante 0.01seg. o filtro começa a estimação e correção dos parametros. Pode-se notar que o erro é drasticamente reduzido

e desaparece após decorridos 0.02seg. Nas Figs. 3.11b e 3.11c são mostradas respectivamente a resistência de rotor e a indutância mútua por unidade, estimadas. Como pode ser constatado o esquema apresenta um bom desempenho em regime permanente.

Mesmo com um bom desempenho em regime permanente, é interessante também verificar o comportamento em regime transitório. A Fig. 3.12a mostra a velocidade de rotor da máquina quando é aplicado um conjugado de frenagem ($\omega_s = -18\text{rad/s}$), sendo que a velocidade final (no instante 0.15seg) é cerca de 6rpm.

A curva tracejada da Fig. 3.12b mostra o erro do observador se a correção de parâmetros pelo filtro de Kalman está desativada, e a linha cheia representa o erro do observador quando o filtro é ligado após 0.01seg. Pode-se perceber que a correção de parâmetros implica em uma sensível melhora no desempenho do sistema, muito embora exista uma pequena degradação em baixas velocidades. Mas de qualquer maneira o erro é menor que 7% para a velocidade de 6rpm contra 80% para o sistema sem correção de parâmetros. Na Fig. 3.12c a linha pontilhada corresponde a resistência de rotor estimada e a linha cheia é a indutância mútua estimada, em regime transitório.

3.6 Conclusão

Neste Capítulo, o problema da estimação de fluxo da máquina de indução foi tratado por uma abordagem de tempo discreto. O modelo dinâmico variante no tempo discreto foi utilizado no projeto de um observador de fluxo de ordem reduzida. A seguir, foi projetado um observador de ordem completa. Através de uma manipulação adequada das equações do modelo, foram obtidas expressões simples para alocação de polos do observador que demandam pouca computação, sendo portanto utilizadas a cada intervalo de amostragem.

Para compensar os erros do observador devido a variação de parâmetros, foi utilizado um estimador de parâmetros baseado no filtro de Kalman para corrigir o obser-

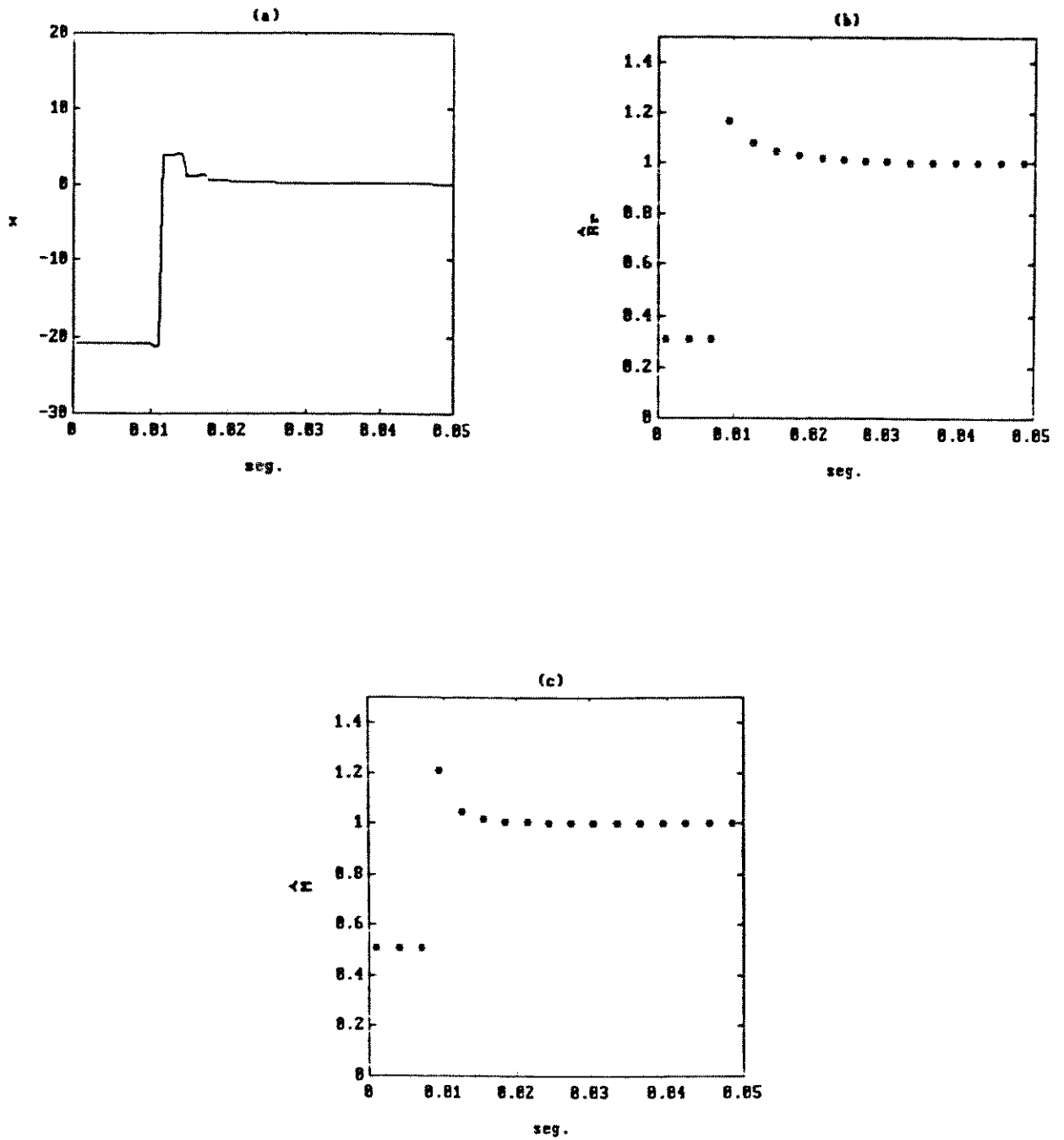


Figura 3.11: (a) Erro do observador. (b) Resistência de rotor estimada (c) Indutância mútua estimada.

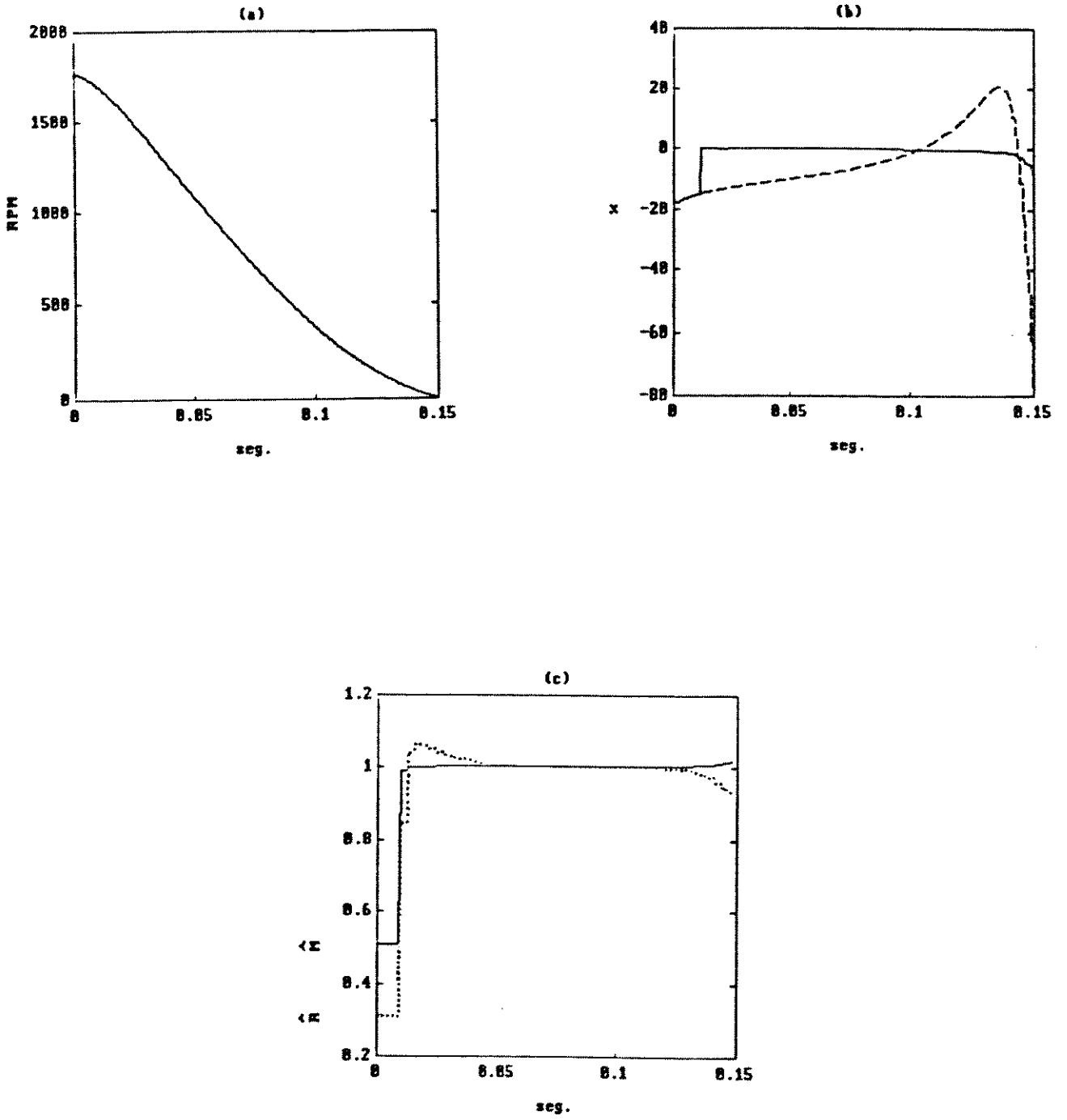


Figura 3.12: (a) Velocidade (b) Erro do observador (c) Parâmetros estimados.

vador.

O esquema proposto apresentou um bom desempenho em termos de convergência rápida e precisão. Também, relativamente pouca computação adicional é exigida, dado que algumas das operações utilizadas para implementação do filtro já foram efetuadas no observador, não precisando portanto serem refeitas.

Capítulo 4

Aplicação do Observador de fluxo ao Controle Vetorial Via Realimentação de Estado

Neste capítulo o modelo discreto proposto no Capítulo 3 é utilizado para se implementar o controle da máquina de indução. Novamente, observamos que o tratamento discreto facilita bastante a análise através de simulação com a característica de que o projeto desenvolvido pode ser implementado diretamente no caso de controle por computador. Deve ser ressaltado entretanto que a quantização dos valores medidos e dos sinais de comando são fatores preponderantes no desempenho do sistema [30].

4.1 O Controle Vetorial

O objetivo da técnica de controle vetorial [23] é a obtenção do controle desacoplado entre o fluxo e o conjugado eletromagnético da máquina com a finalidade de melhorar seu desempenho dinâmico, ou seja obter maior rapidez e precisão de resposta em relação a resposta conseguida através do controle escalar [7], [25], [29]. Este controle permite que a máquina de indução seja controlada de modo análogo à máquina de corrente contínua com as correntes i_{ds} e i_{qs} correspondendo respectivamente às correntes de campo e de armadura de um motor *CC*. Basicamente, a ação do controle vetorial consiste em orientar o fluxo rotórico, $|\lambda_r|$, fazendo com que este coincida com o eixo *d* de um referencial síncrono de modo que:

$$\lambda_{qr} = 0 \quad e \quad \lambda_{dr} = |\lambda_r|$$

Com isto, a equação de conjugado será:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{M}{L_r} i_{qs} |\lambda_{dr}| \quad (4.1)$$

ou ainda

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{R_r} |\lambda_{dr}|^2 \omega_s \quad (4.2)$$

Se o fluxo for mantido constante teremos que:

$$T_e = K_t \omega_s \quad (4.3)$$

onde

$$K_t = \frac{3P}{2} \frac{1}{R_r} |\lambda_{dr}|^2$$

4.2 Controle por Realimentação de Estado com Alimentação em Corrente

Um esquema alternativo para se obter a orientação de campo pode ser obtido através de realimentação de estado utilizando o modelo discreto proposto. Considere o modelo discreto em corrente, equação (2.20), agora reescrito como:

$$\lambda_r(k+1) = \Phi(\omega_s) \lambda_r(k) + \Gamma(\omega_s) i_s(k) \quad (4.4)$$

Observe que as matrizes Φ e Γ foram escritas como função de ω_s em cada intervalo de amostragem k .

Supondo que seja desejado alcançar um determinado estado, λ_{r0} em regime permanente, temos:

$$\lambda_{r0} = \Phi(\omega_s) \lambda_{r0} + \Gamma(\omega_s) i_{s0} \quad (4.5)$$

como $\Gamma(\omega_s)$ é quadrada e não singular, podemos escrever:

$$i_{s0} = \Gamma(\omega_s)^{-1}[I - \Phi(\omega_s)]\lambda_{r0} \quad (4.6)$$

Em regime transitório, é considerado o vetor de erro, ϵ , dado por:

$$\epsilon(k) = \lambda_{r0} - \lambda_r(k) \quad (4.7)$$

Definindo

$$i_{s1}(k) = i_{s0} - i_s(k)$$

e utilizando (4.4)-(4.5) obtemos a seguinte equação dinâmica de erro:

$$\epsilon(k+1) = \Phi(\omega_s)\epsilon(k) + \Gamma(\omega_s)i_{s1} \quad (4.8)$$

Considerando na equação acima que o erro pode ser controlado por realimentação de estado, então:

$$i_{s1} = K(k)\epsilon(k) \quad (4.9)$$

Substituindo (4.9) em (4.8) temos:

$$\epsilon(k+1) = [\Phi(\omega_s) + \Gamma(\omega_s)K(k)]\epsilon(k) \quad (4.10)$$

Para que o erro tenda para zero em regime estacionário, basta computar $K(k)$ de modo que os autovalores do termo entre colchetes de (4.10) estejam no interior do círculo unitário no plano z . O procedimento acima fornece o esquema representado por diagrama de blocos da Fig. 4.1, onde o bloco decodificador de ângulo executa a operação:

$$\theta_e(k+1) = \theta_e(k) + \omega(k)h$$

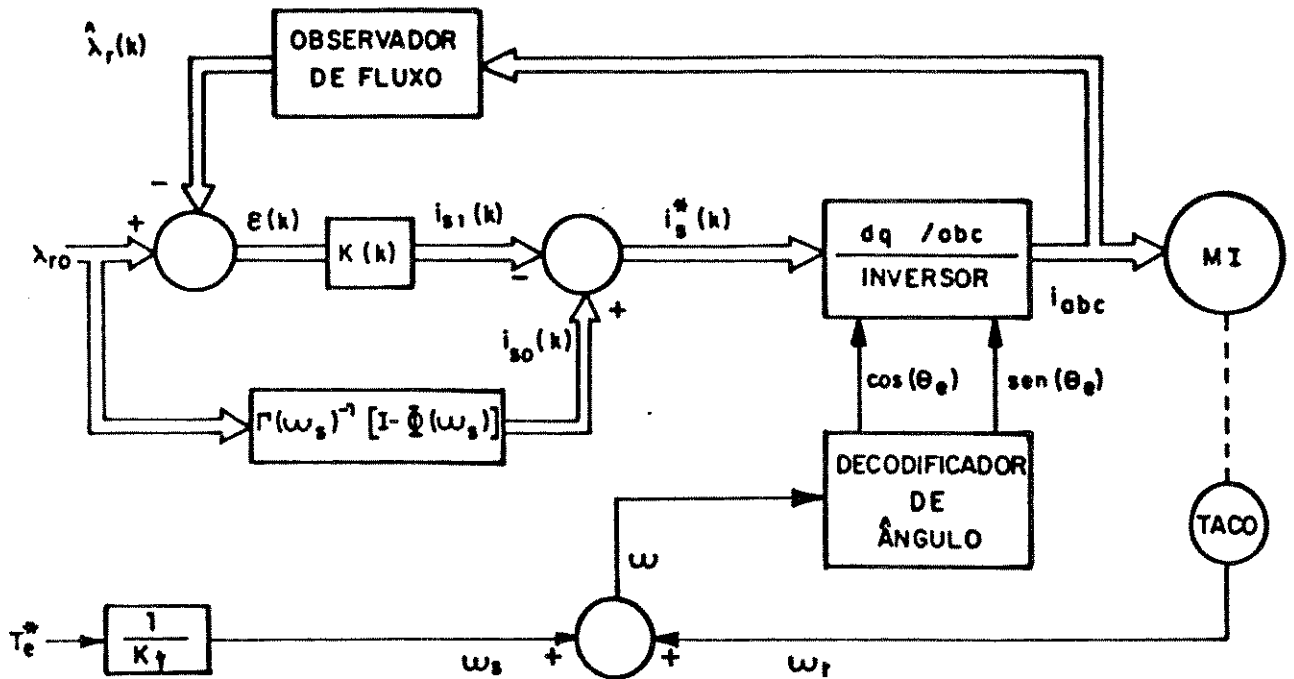


Figura 4.1: Controle vetorial por realimentação de estado

sendo h o intervalo de amostragem.

Desde que o vetor de referência de fluxo, λ_{r0} , seja estabelecido como:

$$\lambda_{r0} = [0 \quad \lambda_{dr}^*]'$$

temos que $\lambda_{dr} = |\lambda_r|$. Este fluxo deve ser mantido em um nível máximo [23] (abaixo da saturação do ferro) de modo análogo ao controle de motores *CC*, ou então em outros níveis determinados talvez por algum critério de conservação de energia [47].

Definindo uma resposta dinâmica desejada de (4.10) como:

$$\epsilon(k+1) = X\epsilon(k) \quad (4.11)$$

onde X é uma matriz 2×2 previamente determinada para uma alocação arbitrária dos autovalores, a matriz $K(k)$ pode ser facilmente calculada como:

$$K(k) = \Gamma(\omega_s)^{-1}[X - \Phi(\omega_s)] \quad (4.12)$$

Na Fig. 4.2 são apresentados alguns resultados de simulação para o sistema representado por diagrama de blocos na Fig. 4.1. O sistema parte com todos os estados em zero. Inicialmente é aplicada uma referência de conjugado, $T_e^* = 8 \text{ Nm}$, e no instante 0.15s esta referência é mudada para $T_e^* = 4 \text{ Nm}$. Foi tomada uma referência de fluxo $|\lambda_r|^* = 0.5 \text{ Wb}$, ou seja $\lambda_{r0} = [0 \quad 0.5]'$. Escolhendo arbitrariamente uma matriz $X = 0.7I$ e computando $K(k)$ a cada passo através de (4.12) teremos dois autovalores iguais a 0.7, fixos, que vão governar a dinâmica da equação (4.8). Consideramos também que as componentes do vetor de referência de corrente, $i_s(k)^*$, são limitadas em um máximo de 8 amperes, o que é um valor máximo prático para a máquina em questão (ver Apêndice F). A Fig. 4.2a mostra a velocidade em rpm em função do tempo. A Fig. 4.2b mostra o conjugado. Na Fig. 4.2c é mostrado o fluxo no eixo q , λ_{qr} . Pode ser notado que após um transitório cujo o máximo é aproximadamente 3.3×10^{-3} , o fluxo no eixo q é completamente anulado após 0.05 segundos. A Fig. 4.2d mostra o fluxo no eixo d , λ_{dr} . Na Fig. 4.2e são mostradas as correntes i_{qs} (linha cheia) e i_{ds} (linha pontilhada). Observa-se que a corrente i_{ds} permanece no limite máximo de 8A até que o fluxo $\lambda_{dr} = |\lambda_r|$, atinja o valor de referência, permanecendo em seguida em cerca de 4.1A que é seu valor em regime para manter o fluxo nominal na máquina. Pode-se também notar que após ser atingida a orientação de campo (quando o fluxo no eixo q é zerado) “as correntes estão desacopladas” desde que somente a corrente i_{qs} responde a uma solicitação de variação de conjugado (no tempo 0.15s) enquanto que i_{ds} permanece fixa mantendo o fluxo constante no valor de referência. Finalmente, na Fig. 4.2.f são mostradas as referências de corrente nas fases a e b (i_a^* e i_b^*) que serão aplicadas na entrada do inversor de corrente da Fig. 4.1.

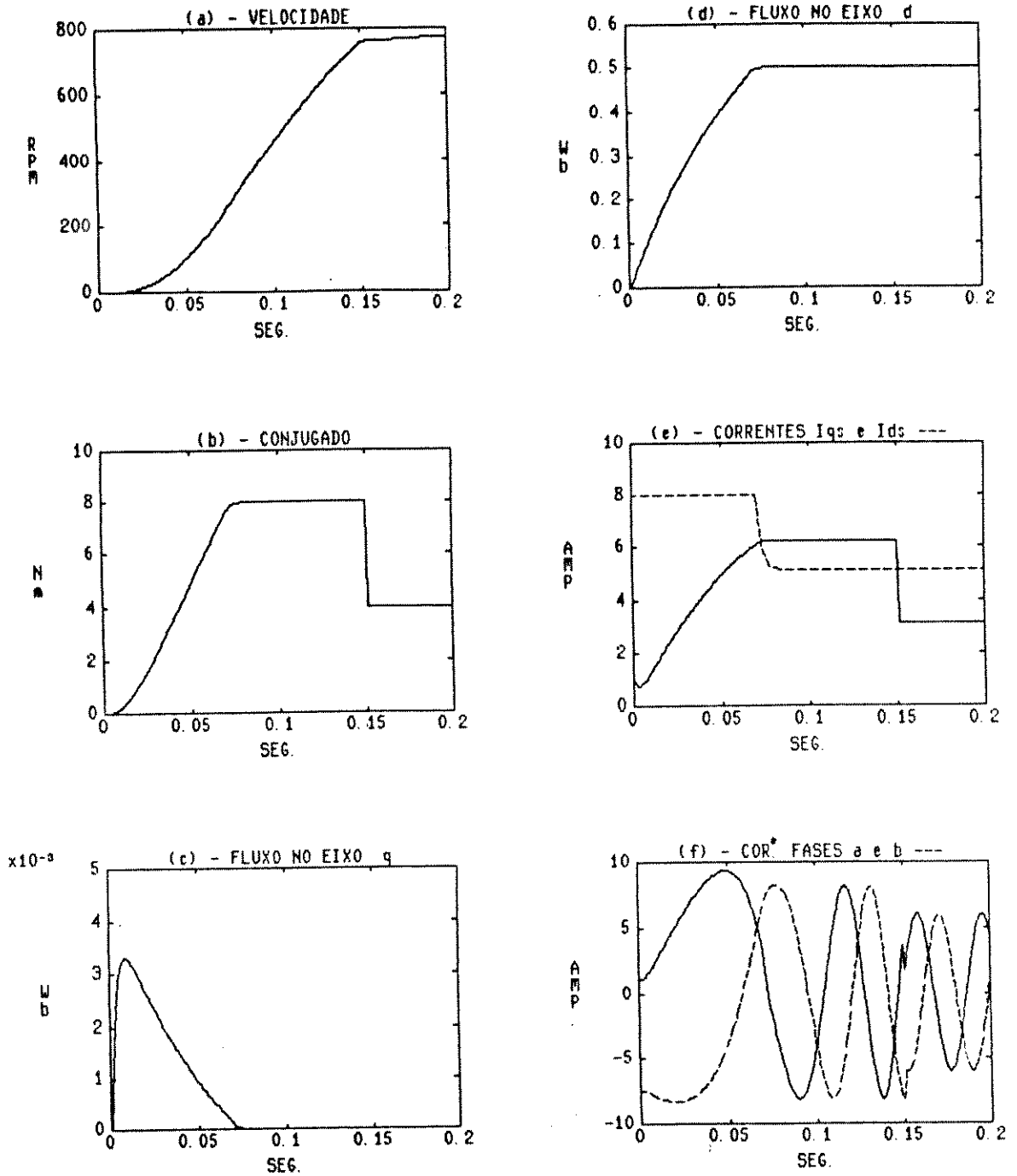


Figura 4.2: Controle vetorial por realimentação de estado - Resultados para alimentação com fonte de corrente ideal.

4.3 Regulação de Corrente

O esquema descrito anteriormente para orientação de campo apresenta um bom desempenho de acordo com os resultados mostrados na Fig. 4.2. Na verdade estes resultados são perfeitos demais e, é claro, não poderiam ser reproduzidos exatamente em uma aplicação prática. Uma das razões disto é que a máquina foi considerada alimentada por uma fonte de corrente ideal. Na realidade a máquina é alimentada em tensão sendo que esta alimentação quando definida por algum tipo de regulador de corrente é considerada como alimentação em corrente. Assim, se desejarmos obter resultados de simulação mais realistas é interessante considerar também um regulador de corrente [42], [54], [55].

As técnicas de regulação de corrente podem ser classificadas, segundo as características dos reguladores empregados, em:

- Estratégias de controle ON/OFF
- Estratégias de controle por MLP (Modulação de Largura de Pulso).

No primeiro caso, a técnica de controle de conhecida como *por histerese de corrente* [56], [58], [62] é a mais difundida. No segundo, as saídas dos reguladores são as tensões de referência para cada fase sendo ainda necessária a passagem por um estágio suplementar de modulação de largura de pulso que gera a partir destas tensões, os sinais de comando para as chaves do inversor. A principal vantagem deste segundo método de controle em relação a técnica ON/OFF está em impor uma frequência de comutação perfeitamente definida ao inversor. Esta característica garante uma melhor utilização do inversor com uma redução das perdas por comutação [57] e melhora a linearidade e estabilidade.

4.4 Regulação de Corrente por Realimentação de Estado

Utilizando o modelo discreto podemos facilmente implementar um regulador de corrente que tem como entrada a referência de corrente $i_s(k)^*$ fornecida pelo sistema representado pelo diagrama de blocos de Fig. 4.1 e como saída as tensões de referência V_{qs}^* e V_{ds}^* que após transformadas para o sistema abc e moduladas serão aplicadas ao inversor.

Considere a equação (2.19) reescrita a seguir

$$\begin{bmatrix} i_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d - aR_s B_1^d + (1 - \frac{1}{\sigma})\frac{1}{T_r} B_2^d \\ M\frac{1}{T_r} B_2^d \\ c(A_1^d - A_2^d + \frac{1}{T_r} B_2^d) \\ A_2^d - \frac{1}{T_r} B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} aB_1^d \\ O \end{bmatrix} V_s(k) \quad (4.13)$$

donde retiramos

$$i_s(k+1) = \Phi_{aa}(k)i_s(k) + \Phi_{ab}(k)\lambda_r(k) + \Gamma_a(k)V_s(k)^* \quad (4.14)$$

sendo:

$$\Phi_{aa}(k) = A_1^d - aR_s B_1^d + (1 - \frac{1}{\sigma})\frac{1}{T_r} B_2^d$$

$$\Phi_{ab}(k) = c(A_1^d - A_2^d + \frac{1}{T_r} B_2^d)$$

$$\Gamma_a(k) = aB_1^d$$

e $V_s(k)^*$ é uma determinada tensão de referência que é a entrada da equação (4.14).

Definindo novas variáveis:

$$\bar{i}_s = i_s - i_s^* \quad (4.15)$$

$$\bar{V}_s = V_s^* - V_{s0} \quad (4.16)$$

e substituindo (4.15) e (4.16) em (4.14) temos:

$$\begin{aligned} \bar{i}_s(k+1) + i_s^*(k+1) &= \Phi_{aa}(k)[\bar{i}_s(k) + i_s^*(k)] + \\ &\Gamma_a(k)[\bar{V}_s(k) + V_{s0}(k)] + \Phi_{ab}(k)\lambda_r(k) \end{aligned} \quad (4.17)$$

daí

$$\begin{aligned} \bar{i}_s(k+1) &= \Phi_{aa}(k)\bar{i}_s(k) + \Gamma_a(k)\bar{V}_s(k) + \\ &[-i_s^*(k+1) + \Phi_{aa}i_s^*(k) + \Gamma_a(k)V_{s0}(k) + \Phi_{ab}(k)\lambda_r(k)] \end{aligned} \quad (4.18)$$

Desde que $\Gamma_a(k)$ é quadrada e não singular podemos fazer o termo entre chaves igual a zero, de modo que:

$$V_{s0} = \Gamma_a(k)^{-1}[i_s^*(k+1) - \Phi_{aa}(k)i_s^*(k) - \Phi_{ab}(k)\lambda_r^*(k)] \quad (4.19)$$

sendo λ_r^* o vetor de referência de fluxo da Fig. 4.1. Logo:

$$\bar{i}_s(k+1) = \Phi_{aa}(k)\bar{i}_s(k) + \Gamma_a(k)\bar{V}_s(k) \quad (4.20)$$

Notamos que \bar{i}_s é o erro entre a corrente de referência e a corrente real. Assim, fazendo a realimentação de estado:

$$\bar{V}_s(k) = G(k)\bar{i}_s(k) \quad (4.21)$$

e substituindo em (4.18), temos:

$$\bar{i}_s(k+1) = [\Phi_{aa}(k) + \Gamma_a(k)G(k)]\bar{i}_s(k) \quad (4.22)$$

Tomando por exemplo, o ganho de realimentação, $G(k)$, como:

$$G(k) = \Gamma_a(k)^{-1}\Phi_{aa}(k) \quad (4.23)$$

teremos os dois autovalores do termo entre colchetes de (4.22) iguais a zero.

Utilizando o procedimento acima para fazer a regulação de corrente da Fig. 4.1 obtemos um esquema como o mostrado pelo diagrama de blocos da Fig. 4.3

É interessante observar que na equação (4.19) o cálculo de V_{s0} que constitui o ganho *feedforward*, necessita de $i_s^*(k+1)$ e $i_s^*(k)$. Como a grandeza i_s^* não é disponível no intervalo $(k+1)$, pode-se sem maiores prejuízos aplicar um atraso de um intervalo nos termos que envolvem i_s^* em (4.19), que pode ser escrita como:

$$V_{s0} = \Gamma_a(k)^{-1}[i_s^*(k) - \Phi_{aa}(k)i_s^*(k-1) - \Phi_{ab}(k)\lambda_r^*(k)] \quad (4.24)$$

e neste caso o bloco $G_f(k)$ na Fig. 4.3 é dado por:

$$G_f(k) = \Gamma_a(k)^{-1}[I - \Phi_{aa}(k)E^{-1}]$$

onde E^{-1} representa um atraso de um intervalo de amostragem aplicado no vetor $i_s^*(k)$.

Os resultados obtidos com o esquema anterior são apresentados na Fig. 4.4. Observa-se que existem picos de corrente razoavelmente elevados nos transitórios, particularmente na corrente i_{qs} (Fig. 4.4b). Estes picos podem ser reduzidos, dependendo das

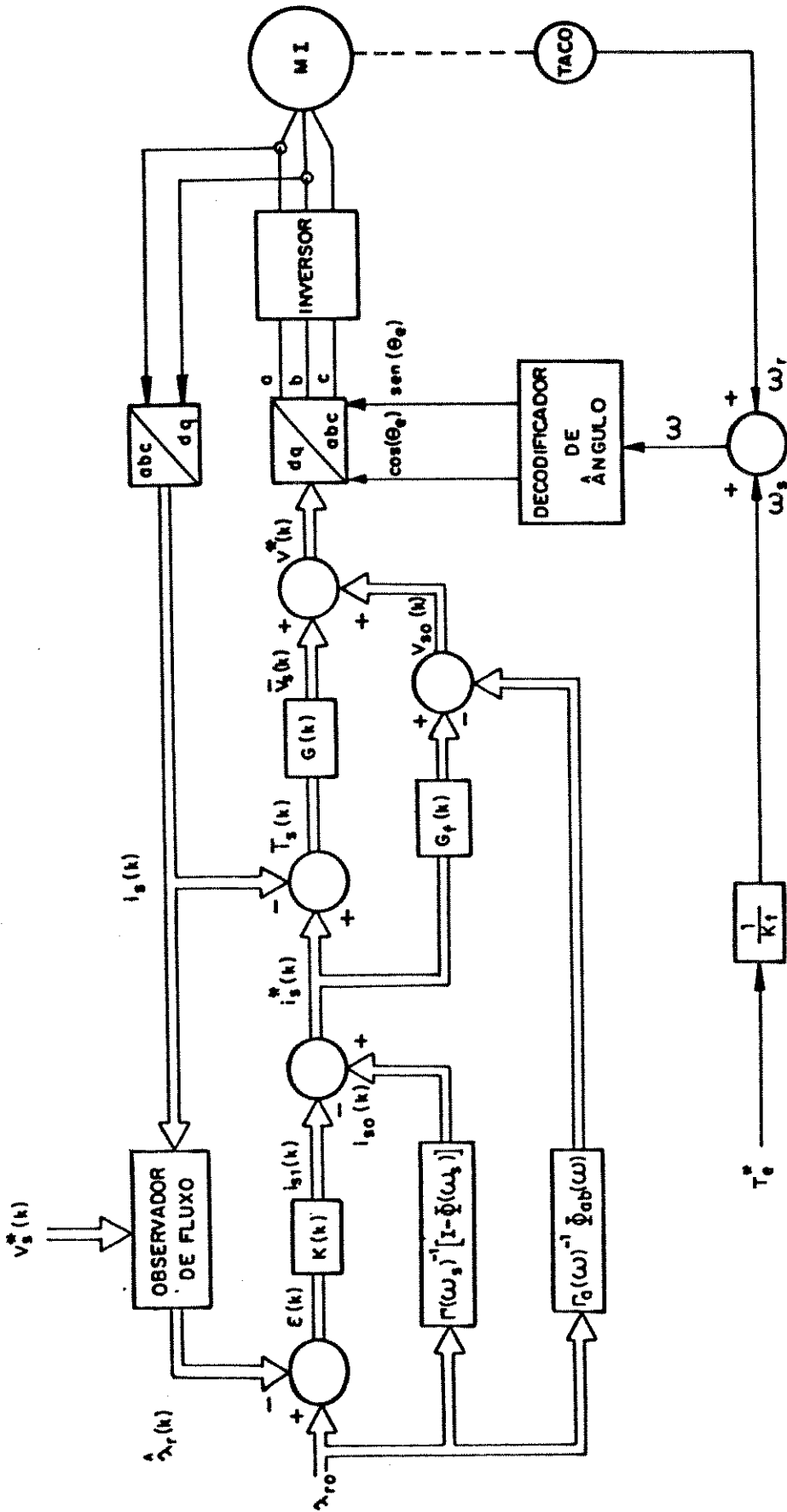


Figura 4.3: Controle vetorial por realimentação de estado com sistema de regulação de corrente.

necessidades do projeto, se os autovalores da eq. (4.22) forem alocados mais distantes do centro do círculo unitário por uma outra matriz de ganho $G(k)$.

Também, os picos de corrente foram bastante reduzidos atuando na *ação derivativa* do ganho feedforward dado pela eq. 4.24, ou seja fazendo-se nesta equação $i_s^*(k-1) = i_s^*(k)$. Isto foi testado mas os resultados não são apresentados aqui por serem muito semelhantes aos da Fig. 4.4, exceto por um desprezível aumento do transitório do fluxo λ_{qr} na Fig.4.4c.

4.5 Influência da Variação da Resistência de Rotor

O controle vetorial, particularmente o método indireto, tem o problema de ser sensível à variações da constante de tempo rotórica [14], [27], [35], [45].

O sistema de controle vetorial apresentado na seção anterior evidentemente depende de uma informação precisa de fluxo para ter um bom desempenho. Para isto é imprescindível que o observador de fluxo seja adaptativo com relação a constante de tempo rotórica. Desde que a resistência de rotor precisa ser identificada para corrigir desvios do observador (este assunto foi abordado no Cap. 4 deste trabalho), essa correção também pode ser aplicada ao sistema de controle eliminando-se assim as possíveis alterações decorrentes da variação desta resistência. Entretanto, é interessante verificar o que ocorreria com o controle se a resistência de rotor não fosse identificada e corrigida, bem como que outras ações poderiam ser adotadas para se efetuar a compensação. Antes disso, para se ter um padrão de comparação vamos verificar o que ocorre com um sistema mais convencional de controle vetorial.

O diagrama da Fig. 4.5 ilustra o método indireto de controle vetorial aplicado ao acionamento do motor de indução alimentado por um inversor de corrente. Nesta figura, o bloco calculador de deslize executa a operação:

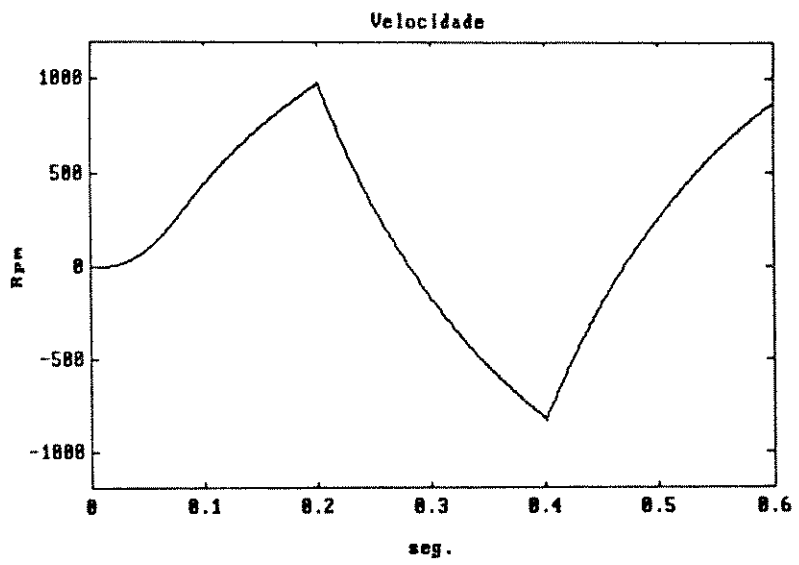
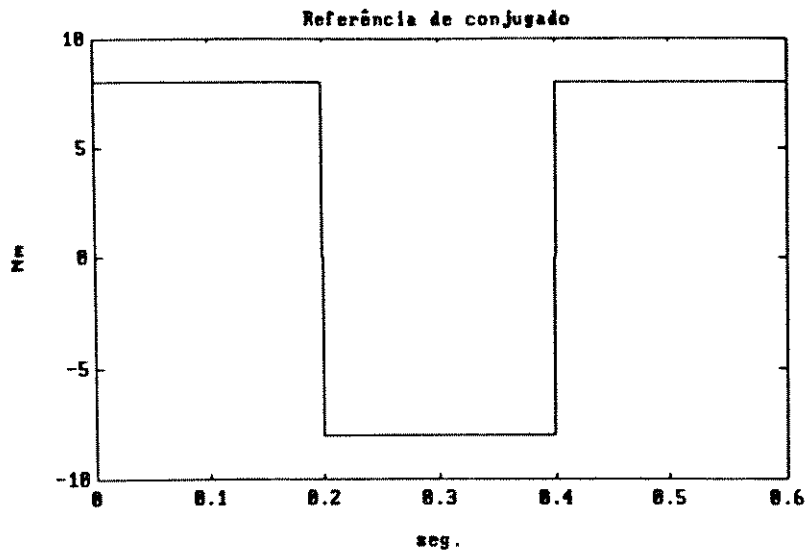


Figura 4.4: (a)

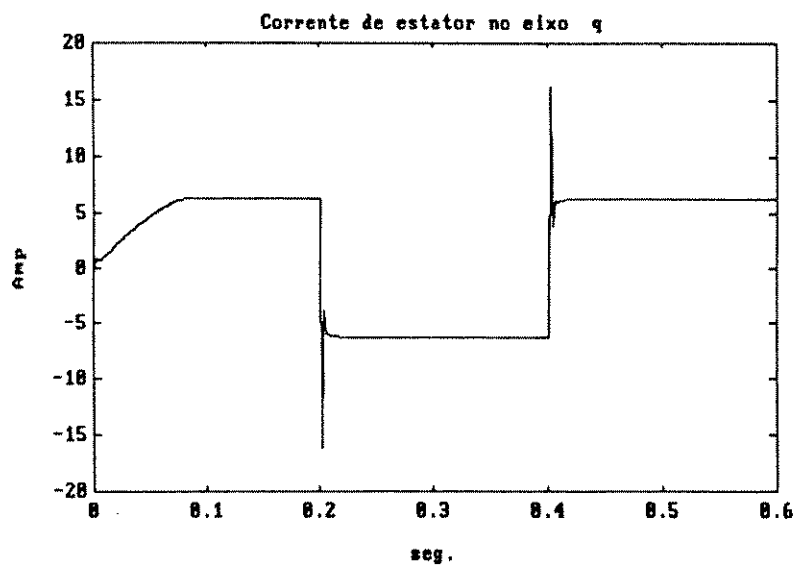
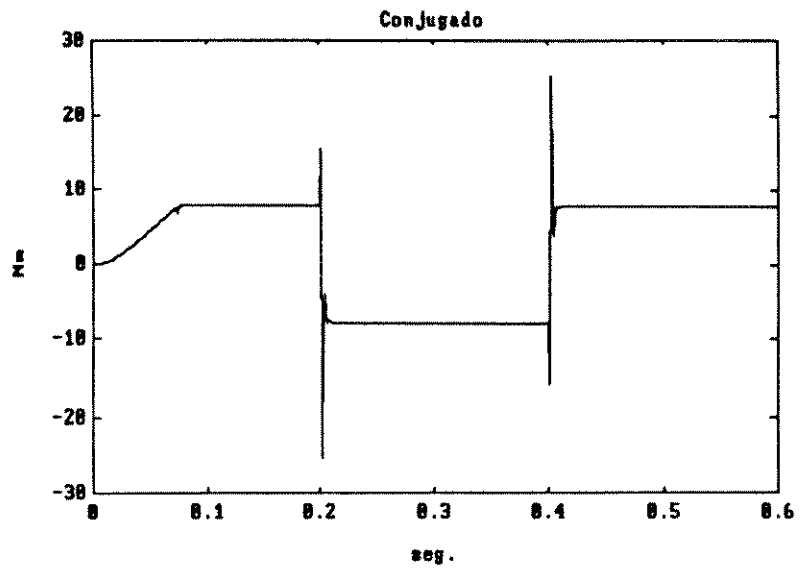


Figura 4.4: (b)

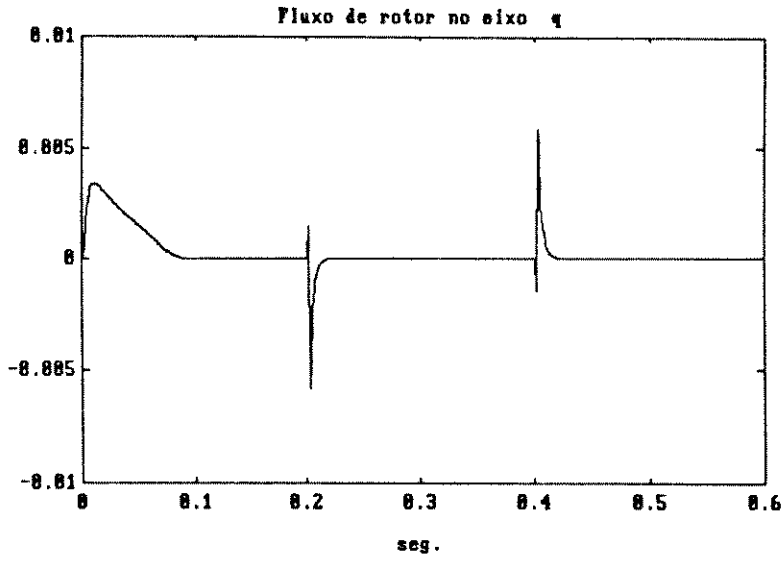
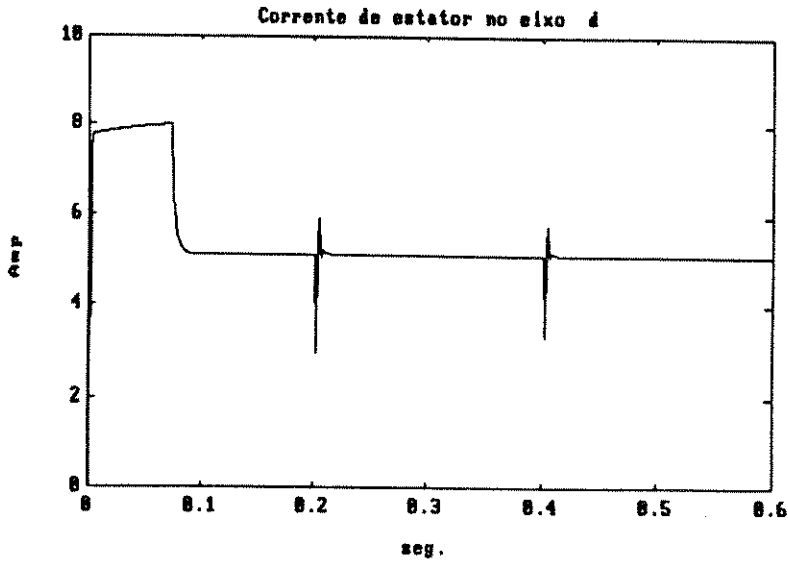


Figura 4.4: (c)

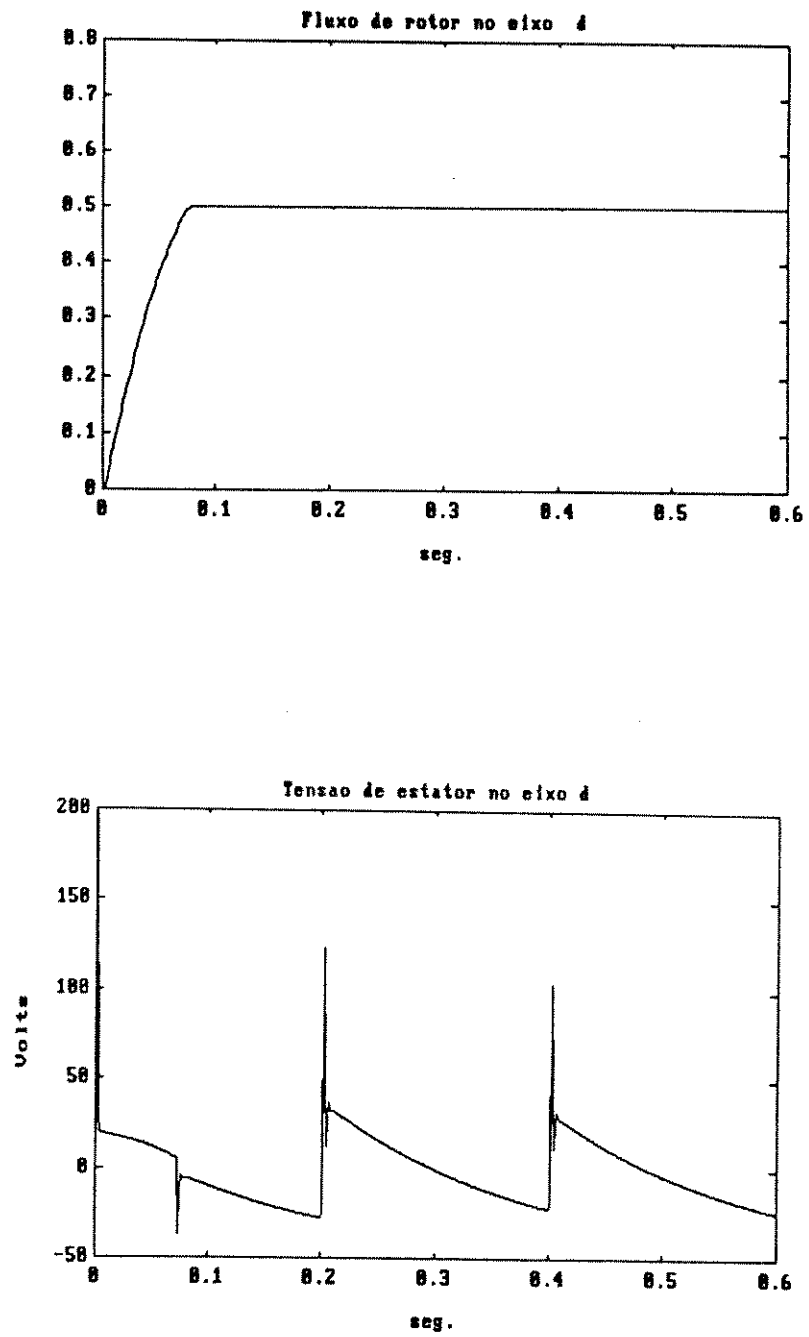


Figura 4.4: (d)

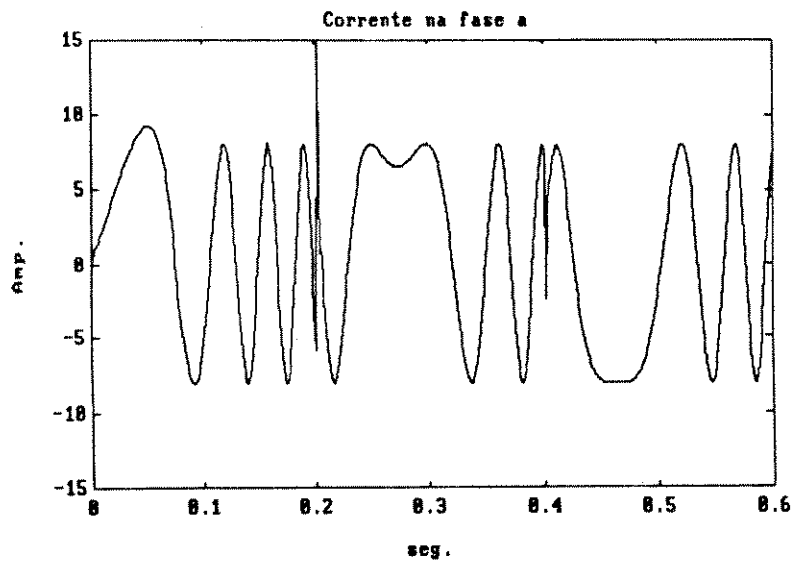
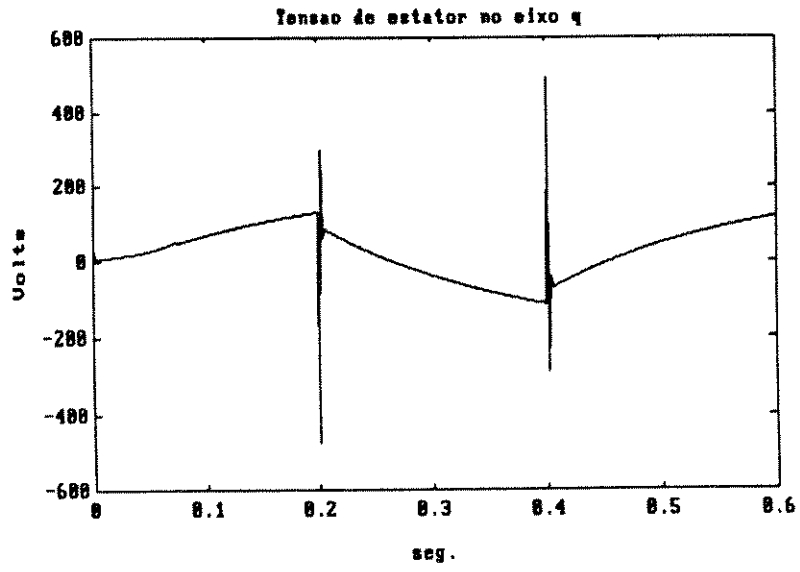


Figura 4.4: (e)

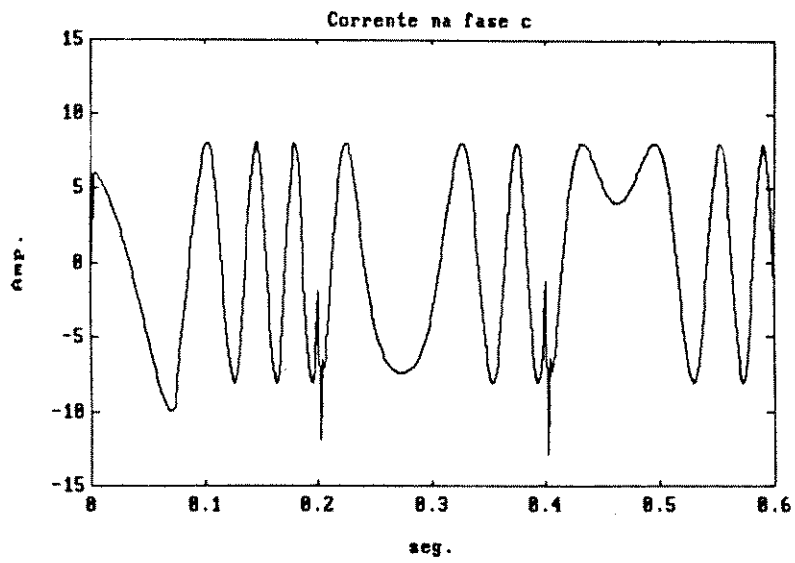
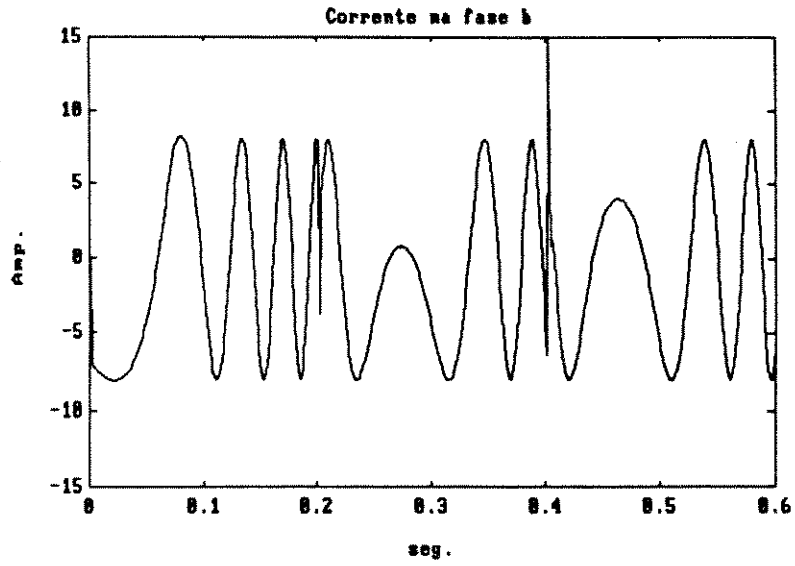


Figura 4.4: (f)

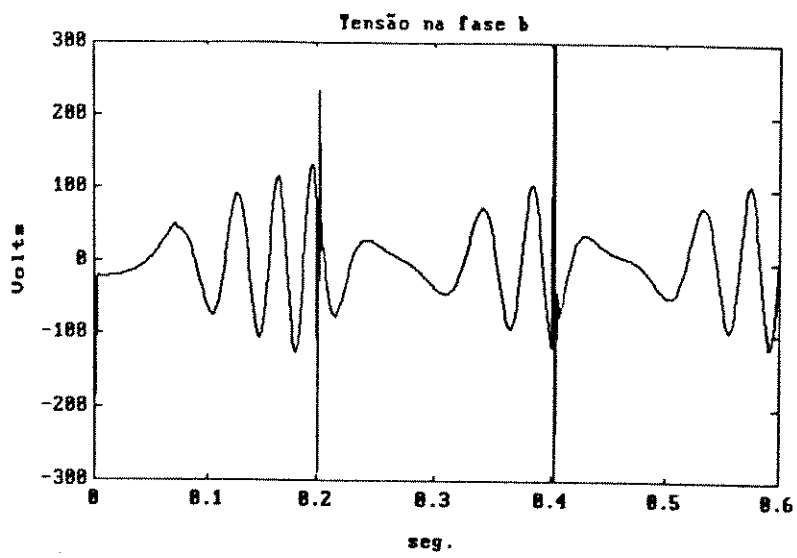
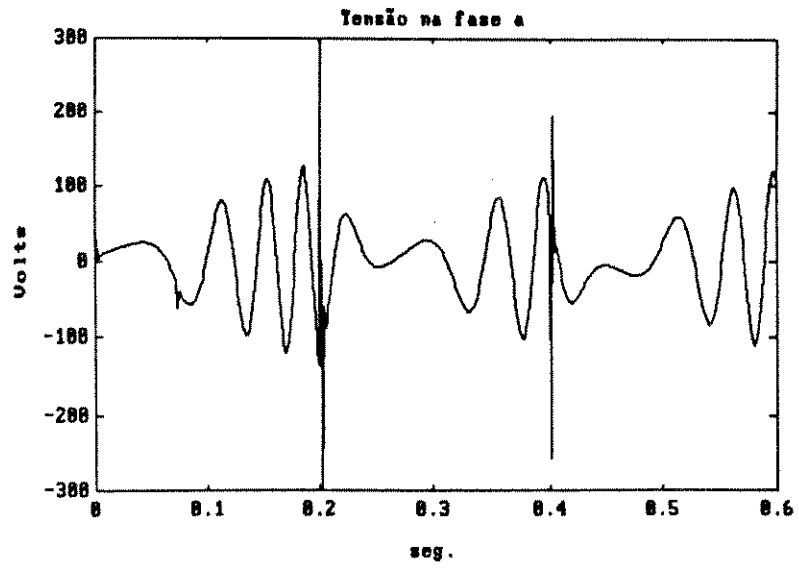


Figura 4.4: (g)

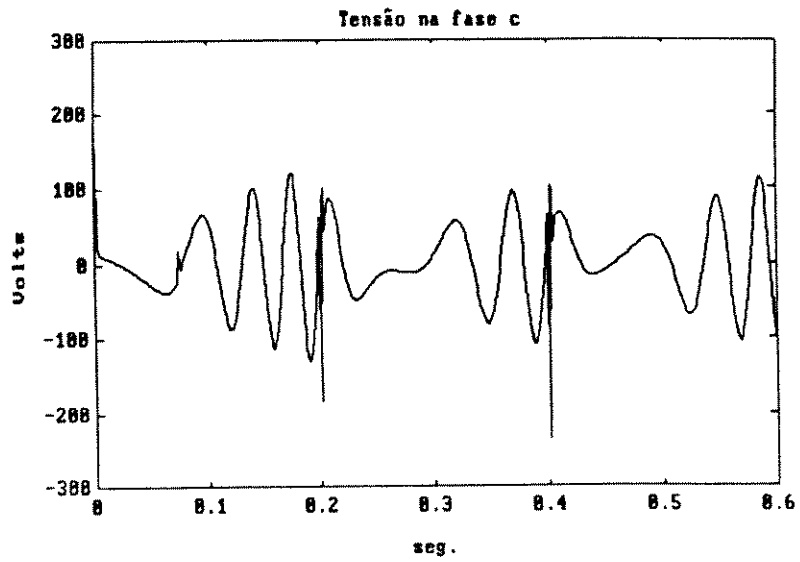


Figura 4.4: (h) Controle vetorial - Resultados com regulador de corrente.

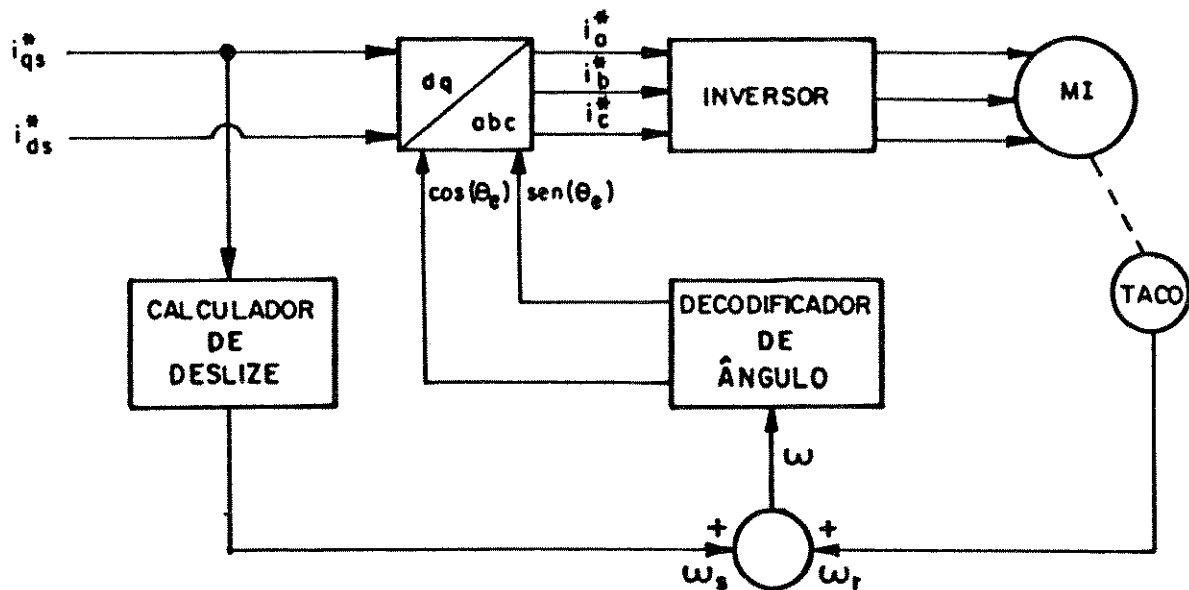


Figura 4.5: Método indireto de controle vetorial.

$$\omega_s = \frac{MR_r}{L_r |\lambda_r|} i_{qs}^* \quad (4.25)$$

Este valor calculado de deslizamento somado com a velocidade ω_r em rad/s, fornece a frequência de estator, ω , que é aplicada ao bloco decodificador de ângulo. Este bloco então fornece o vetor de posição de força magnetomotriz no estator, $\cos(\theta_e)$ e $\sin(\theta_e)$, que vai ser utilizado na transformação de dq para abc .

Neste esquema o que viabiliza a orientação de campo é a frequência de deslizamento calculada pela eq. (4.25), e é fácil ver que mesmo com uma informação correta de fluxo haverá um erro se a resistência de rotor considerada nesta equação for diferente da resistência real da máquina.

Em [14] são apresentadas simulações, aqui reproduzidas na Fig. 4.6, para verificar a influência da variação da constante de tempo rotórica no comportamento do sistema. Para isto, com o motor funcionando com carga e velocidade nominal em regime permanente, foi introduzida uma variação em degrau no valor da resistência de rotor, Fig. 4.6a. Tal variação provoca aparecimento de fluxo no eixo q como mostra a Fig. 4.6b e também causa um erro de regime permanente no fluxo de rotor $|\lambda_r|$ e um aumento da componente de eixo d , Fig. 4.6c.

A mesma experiência utilizando a mesma máquina e as mesmas condições foi reproduzida para o esquema discreto com realimentação produzindo os resultados mostrados na Fig 4.7. Como pode ser visto este esquema fica muito menos sensível à variação da resistência de rotor.

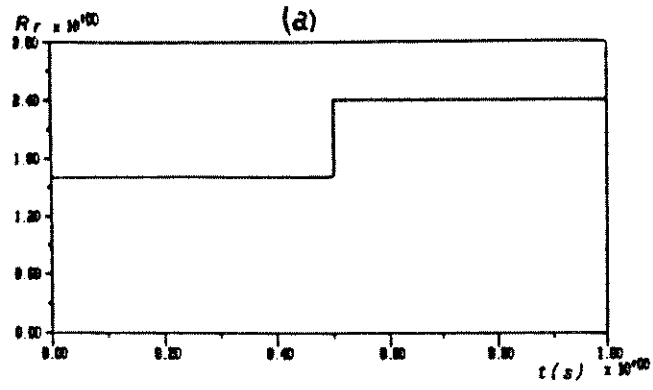
4.6 Efeitos da Modulação

É interessante verificar o comportamento do sistema da Fig. 4.3 com uma tensão pulsada, o que corresponde ao caso real. Para isto, as tensões de referência foram transformadas em pulsos utilizando modulação de largura de pulso regular simétrica (método numérico de MLP descrito em [57]). Na Fig. 4.8 são mostrados os resultados para uma portadora de 1Khz (que é uma frequência relativamente baixa considerando-se inversores a transistor) e tensão de alimentação da fonte CC de 311 volts.

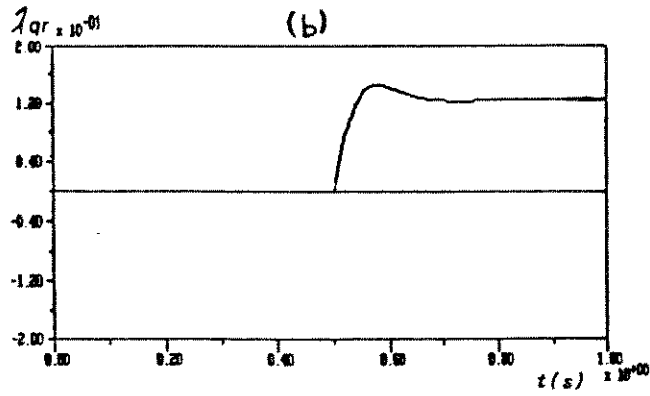
Nota-se que a modulação introduz ondulações de conjugado inerente ao processo, não ocorrendo entretanto nenhum fato inesperado como instabilidade, para o exemplo.

4.7 Conclusão

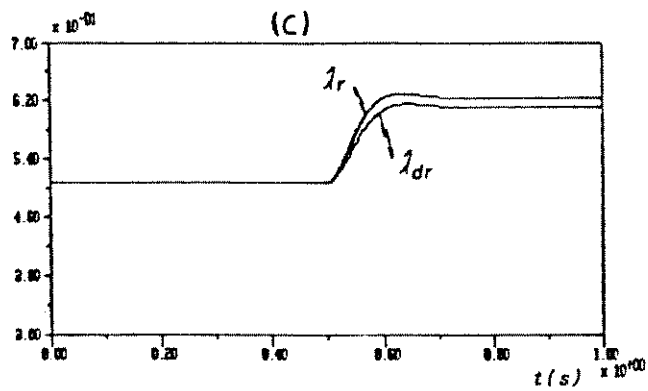
Neste capítulo, o modelo discreto foi aplicado ao controle vetorial da máquina de indução. Naturalmente o procedimento adotado é inerente ao controle por computador. Inicialmente, foi mostrado como o desacoplamento entre fluxo e conjugado pode ser feito



Resistência rotórica



Fluxo de eixo "q".



Fluxo rotórico total e de eixo "d"

Figura 4.6: Efeitos da variação da resistência de rotor no controle vetorial.

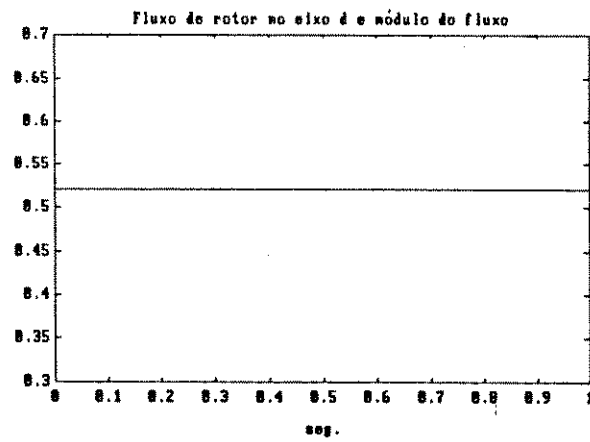
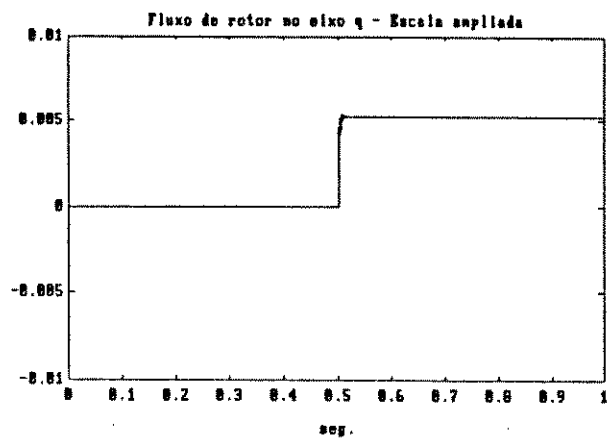
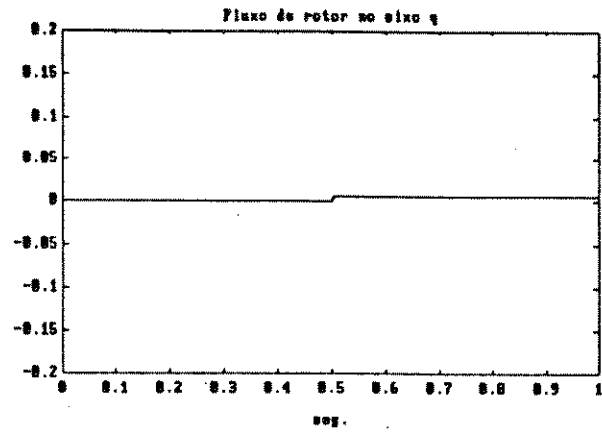


Figura 4.7: Efeitos da variação da resistência de rotor no controle vetorial por realimentação de estado.

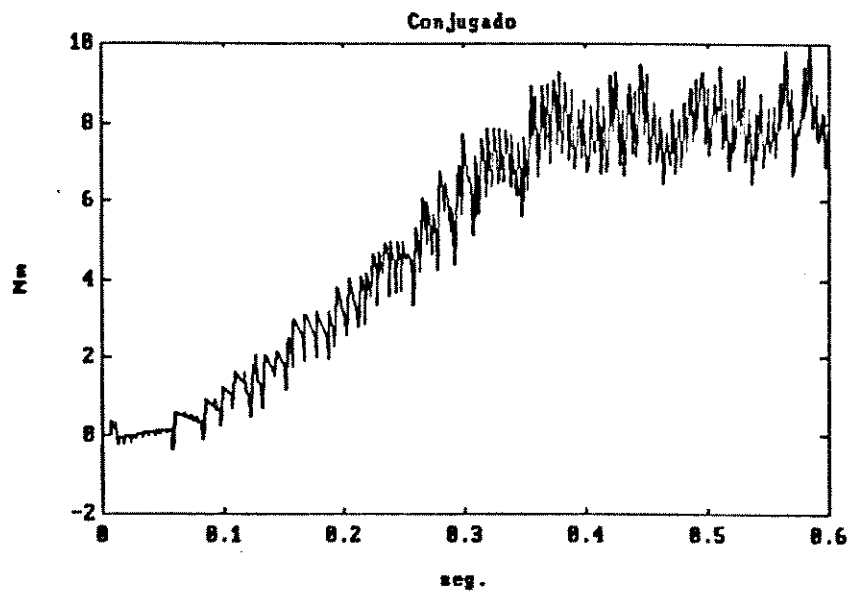
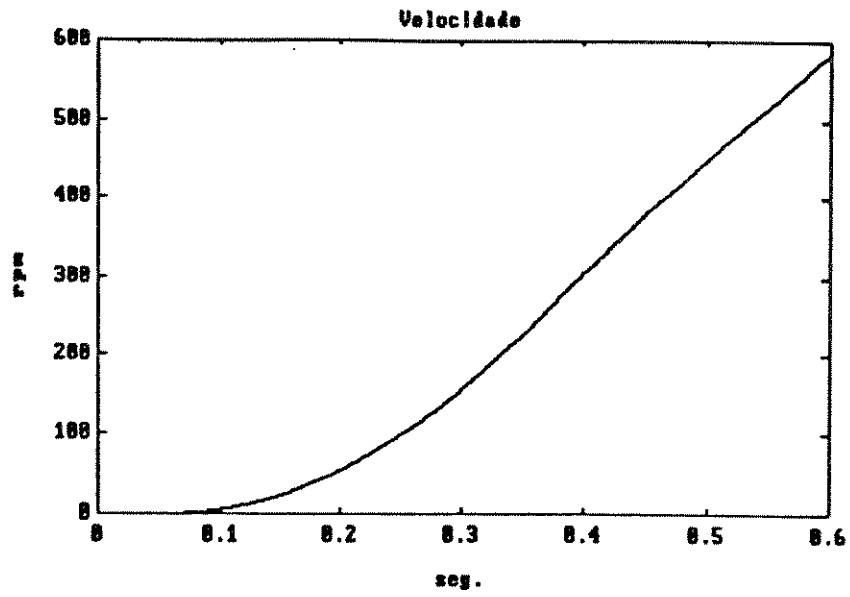


Figura 4.8: (a)

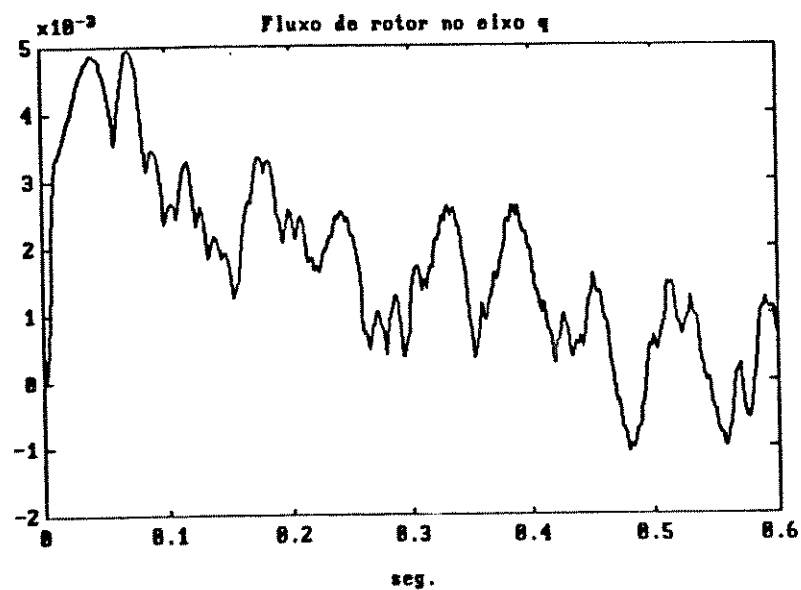
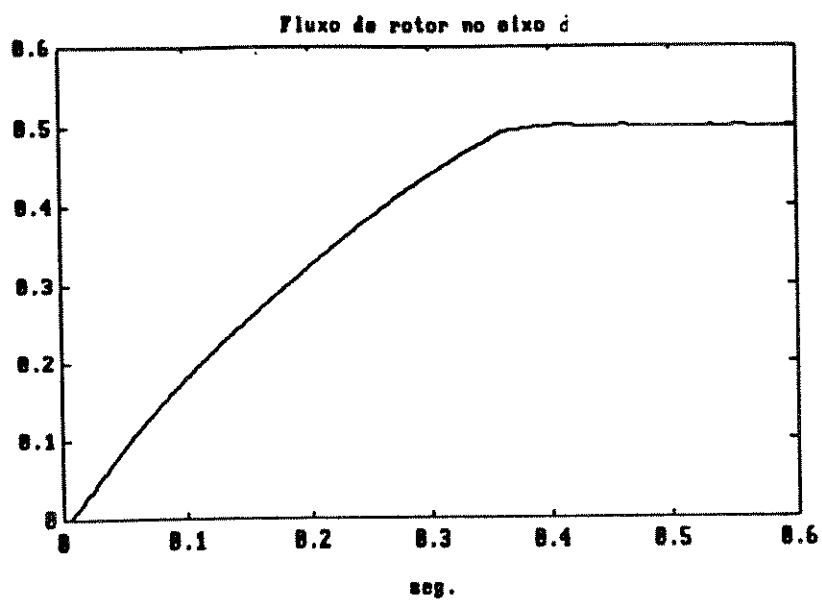


Figura 4.8: (b) Sistema operando com MLP.

através de realimentação de estado discreta chegando-se a um esquema para a máquina alimentada em corrente. Neste esquema, o vetor de fluxo rotórico, obtido através de um observador, é comparado com um vetor de referência, (o qual deve ter a componente de eixo q igual a zero para se conseguir o desacoplamento) produzindo um sinal de erro. Um ganho *feedforward* e um ganho de erro, ambos variantes com a frequência de deslize, são somados de modo a fornecer o sinal de referência de corrente. Resumindo, o sistema utiliza a informação de erro de fluxo e de frequência de deslize para fornecer um vetor de corrente de estator que vai criar o fluxo de referência desejado num referencial em dois eixos síncrono. Naturalmente, se a componente no eixo q da referência de fluxo for zero, o eixo d do referencial síncrono estará em cima do vetor de fluxo de rotor.

Foram apresentados alguns resultados de simulação considerando-se a máquina alimentada por uma fonte de corrente ideal. A seguir, foi também utilizado um esquema com realimentação de estado para se efetuar a regulação de corrente. Nesta segunda parte, as saídas são as tensões de referência que serão aplicadas a entrada do inversor. Deve ser notado que o sistema é de dimensão quatro e foi tratado como dois sistemas de dimensão dois em cascata. Esta opção foi feita devido a maior facilidade de alocação de polos, já que este procedimento normalmente envolve inversão de matrizes e a inversão de duas matrizes de dimensão dois demanda muito menos computação do que a de uma de quatro.

Foi mostrado também que o esquema por realimentação de estado é bem menos sensível a variação da constante de tempo rotórica se comparado a um esquema mais convencional. Evidentemente, é necessária uma informação precisa do fluxo de rotor.

Finalmente cabe fazer algumas considerações sobre o volume de cálculos necessários para a implementação do sistema proposto: 1) os algoritmos desenvolvidos por uma abordagem discreta podem ser mais diretamente aplicados no caso de controle em tempo real. 2) os procedimentos propostos para estimação de fluxo, identificação e controle

vetorial foram todos baseados numa mesma equação de estado discreta variante, equação (2.19). Assim, muito dos cálculos envolvidos no procedimento completo de controle são repetidos nas etapas de estimação e controle vetorial.

Capítulo 5

Aquisição de Dados em Tempo Real

5.1 Introdução

Para implementação dos observadores descritos no Capítulo 4 são necessárias informações das correntes e tensões instantâneas de estator e também da velocidade no eixo da máquina. A eficácia da estimação de fluxo e parâmetros é fortemente dependente de como estes dados são adquiridos. Este Capítulo trata dos circuitos de aquisição necessários à implementação do observador com correção de parâmetros através do filtro de Kalman. Inicialmente é feita uma descrição do equipamento utilizado. A seguir são descritos os sensores e os circuitos utilizados para medição das variáveis de interesse em tempo real. As medições precisam ser feitas num intervalo de tempo, h , bem definido. Para isto foi escrito em linguagem C, um programa para aquisição de dados por interrupção que é descrito na seção 3 deste Capítulo. Finalmente, são apresentadas algumas medições efetuadas com o sistema, sendo também discutidos alguns aspectos ligados à transformação dq em tempo real.

5.2 O Equipamento Utilizado

O diagrama de blocos do esquema montado é mostrado na Fig. 5.1.

Foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Microcomputador PC-386Dx - 25MHz.
- Placa de aquisição de dados IBM (Data Acquisition and Control Adapter) com 4 canais AD (12 bits) diferenciais de entrada, 2 canais DA de saída, 16 canais digitais

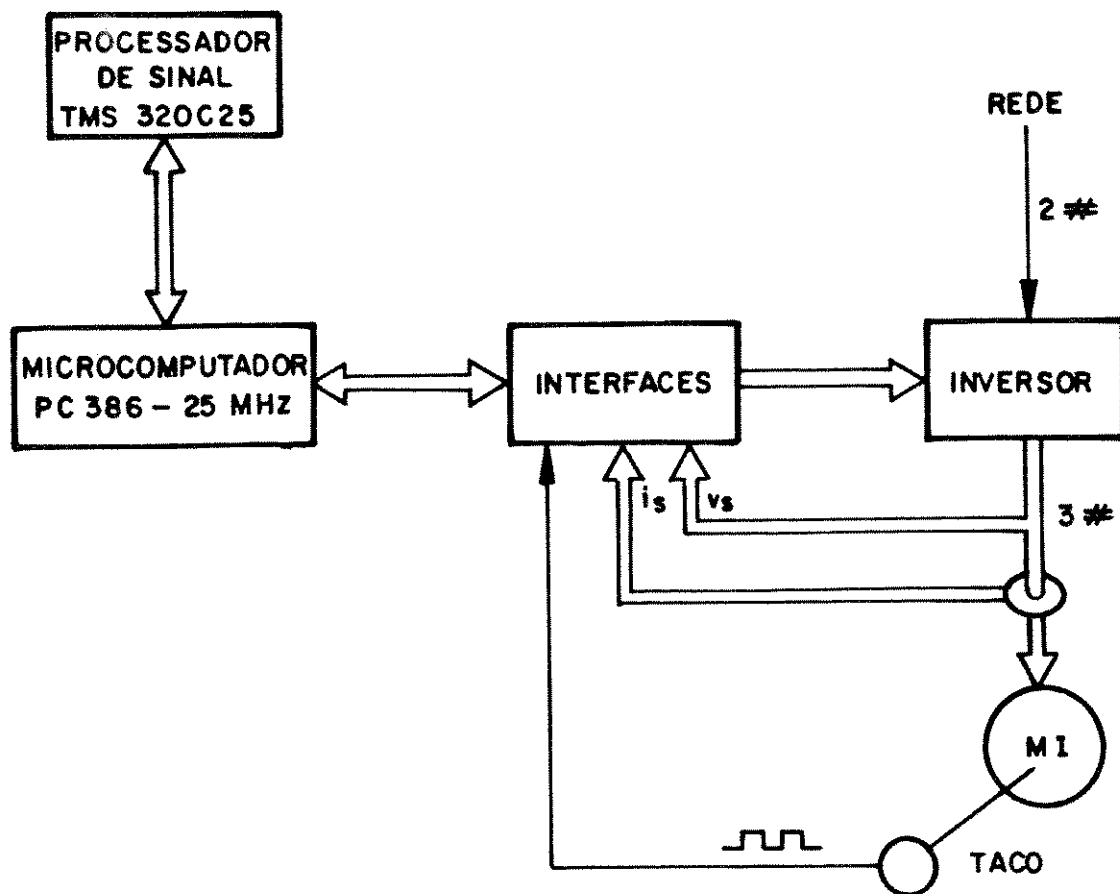


Figura 5.1: Diagrama de blocos da ligação do equipamento.

de entrada, 16 canais digitais de saída e 3 contadores programáveis.

- Inversor Hitachi mod. HFC-VWS3 para motores de indução até 2,5Hp com controle por PWM de tensão de 2,4KHz.
- Processador de sinal TMS320C25 - Placa SWDS: *Software Development System* da Texas Instruments.
- Motor de indução com as seguintes características:

1-HP, 220/380-V, 4.1/2.4A, 4-polos, 60-Hz

Resistência de estator	R_s	7.1 Ω
Resistência de rotor	R_r	5.78 Ω
Indutância de estator	L_{sl}	25.94 mH
Indutância de rotor	L_{rl}	25.94 mH
Indutância mútua	M	284.56 mH
Momento de inércia	J_m	0.0038 kg.m
Atrito viscoso de carga	C_1	0.0015 Nms

O processador de sinal TMS320C25 não é utilizado no processo de aquisição de dados.

5.3 Especificação e Montagem dos Sensores

Um diagrama de ligação dos transdutores do sistema de aquisição de dados é mostrado na Fig. 5.2 e a seguir são descritas as suas partes separadamente.

5.3.1 Sensores de tensão

Como é mostrado na Fig. 5.2 a máquina é ligada em triângulo e são medidas as tensões de fase V_{ab} e V_{bc} , sendo que a tensão V_{ca} pode ser obtida através da operação:

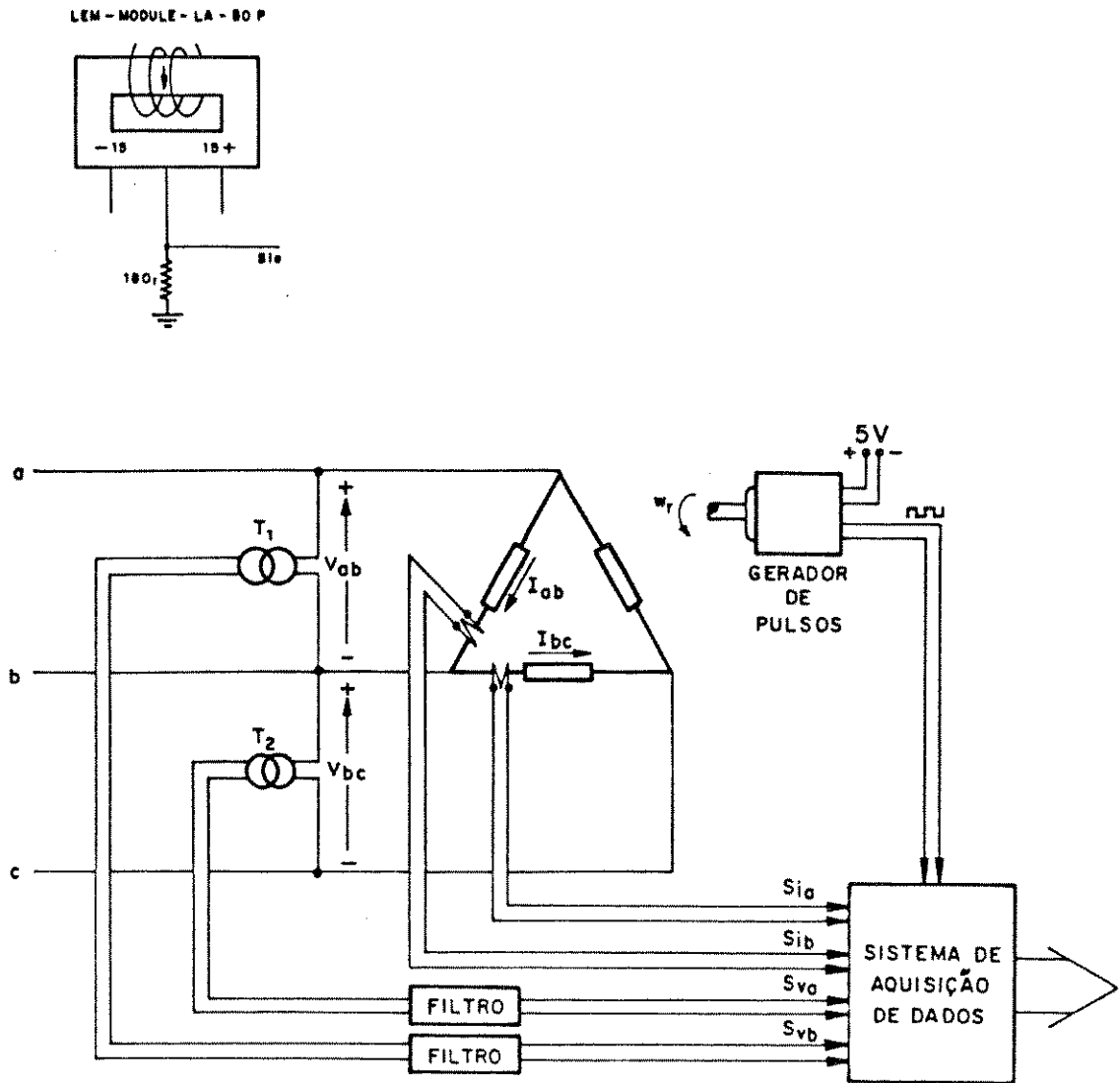


Figura 5.2: Diagrama esquemático da ligação dos sensores.

$V_{ca} = -(V_{ab} + V_{bc})$. É necessário que haja isolamento elétrico entre a parte de potência e o computador. Além disso, a tensão fornecida à máquina por inversor é pulsada com frequências de chaveamento que podem chegar a alguns KHz com inversores a transistor. Assim, é interessante se obter a fundamental da tensão pulsada antes de aplicar este sinal na entrada do conversor AD. Por outro lado, a aplicação de filtros para obtenção da fundamental requer alguns cuidados porque o sinal filtrado não pode sofrer defasamento. Em [69] Zai propõe um esquema que utiliza acopladores óticos para obtenção das tensões pulsadas de fase, sendo que a filtragem é conseguida através de integradores analógicos aplicados às tensões pulsadas transformadas para um referencial em dois eixos fixos no estator.

Uma solução alternativa que pode ser aplicada para o caso de máquinas alimentadas por inversores com frequência de chaveamento razoavelmente elevada é descrita a seguir.

Na Fig. 5.2 T_1 e T_2 são transformadores de tensão com relação de transformação 220/4.5 volts. Estes transformadores não introduzem defasamento nem deformações apreciáveis nas tensões pulsadas V_{ab} e V_{bc} . Isto foi verificado por testes. O inversor utilizado possui uma frequência de chaveamento de 2,4KHz. Um filtro de segunda ordem com frequência natural $\omega_n = 1515\text{rad/s}$ (241Hz) funcionaria eficientemente em termos de ganho. Entretanto, se for tomado, por exemplo, um coeficiente de amortecimento $\xi = 0.7$ verifica-se que a fase não seria satisfatória. Por outro lado, se for tomada uma frequência ω_n mais elevada para evitar o defasamento na região de interesse, a ondulação devido ao PWM se torna indesejável, conforme mostraram experiências realizadas no laboratório.

Para contornar este problema de defasamento foi utilizado um filtro subamortecido com $\xi = 0.05$, mantendo-se a mesma frequência natural, ω_n , que apresenta ganho e fase como mostrado na Fig.5.3. Este filtro apresenta um pico de ganho na faixa de frequência em torno de 240hz (1511rad/s), mas esta faixa de frequências não tem nenhuma

importância no presente caso. Também pode ser notado na Fig.5.3 que o defasamento é muito pequeno para as frequências de interesse, ou seja, abaixo de 60Hz.

O circuito do filtro utilizado é o mostrado na Fig. 5.4, onde $\omega_n = 1/R\sqrt{C_1C_2}$ e $\xi = \sqrt{C_1/C_2}$.

As Figs. 5.5 e 5.6 mostram os resultados conseguidos com a utilização deste filtro. Nestas Figuras, o canal 1 do osciloscópio (sinal superior) mostra a saída de uma fase do inversor para uma frequência fundamental de 59Hz e 49Hz respectivamente. Os sinais na parte inferior da tela correspondem à saída do filtro.

É interessante considerar que no caso de um sistema de acionamento alimentado em tensão em que se tenha acesso aos sinais de referência de tensão utilizados para implementação da MLP, pode-se talvez utilizar este próprio sinal como informação de tensão para o estimador, eliminando-se assim a necessidade desta medição. Contudo, estes assuntos parecem não ser normalmente detalhados na literatura e para se ter uma idéia das reais implicações deste procedimento nas estimações seria necessário experimentar.

5.3.2 Sensores de corrente

As correntes de fase I_{ab} e I_{bc} foram medidas através de transformadores *Hall* (LEM-Module - LA-50P) que garantem o isolamento elétrico entre a máquina e o sistema de aquisição de dados. Considerando um sistema trifásico equilibrado a corrente I_{ca} pode ser obtida a partir das correntes I_{ab} e I_{bc} . A relação de transformação do sensor é de 1:1000. Foram enroladas 3 espiras do cabo de alimentação no transformador. Assim, para uma corrente de fase de 10A deve-se ter na saída uma corrente correspondente de 30mA que aplicada a um resistor escolhido de 180 Ω fornece 5,4volts. Na prática a relação obtida entre as correntes de fase e os sinais S_{ia} e S_{ib} foi de 2,1A para 1volt na saída.

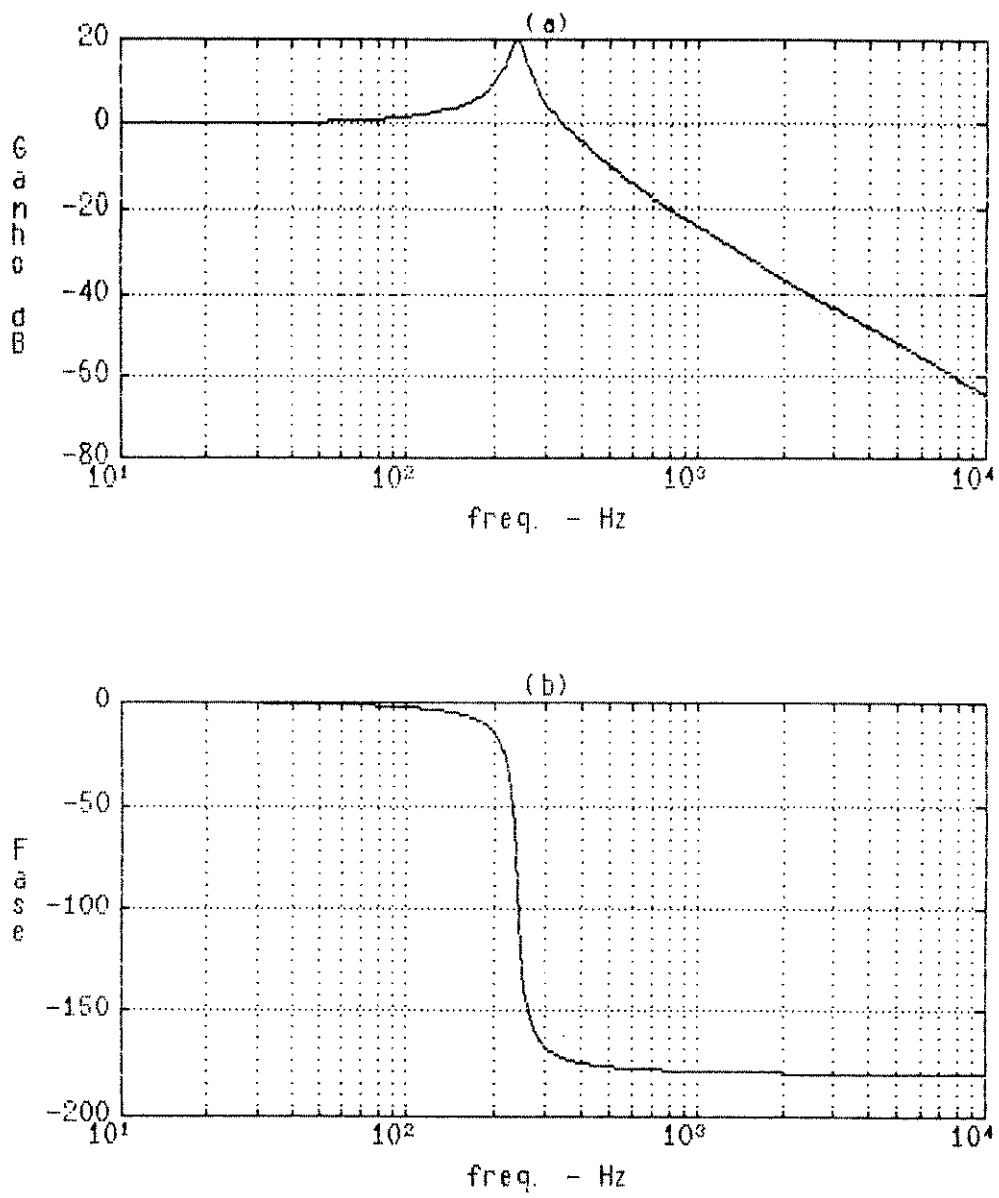


Figura 5.3: Filtro de segunda ordem com $\omega_n = 1515 \text{ rad/s}$ e $\xi = 0.05$. (a) Ganho. (b) Fase.

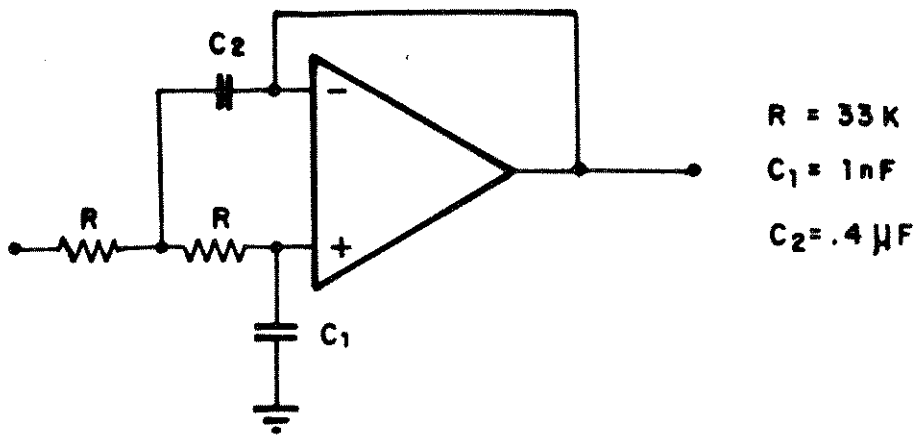


Figura 5.4: Filtro utilizado para medição da tensão de estator.

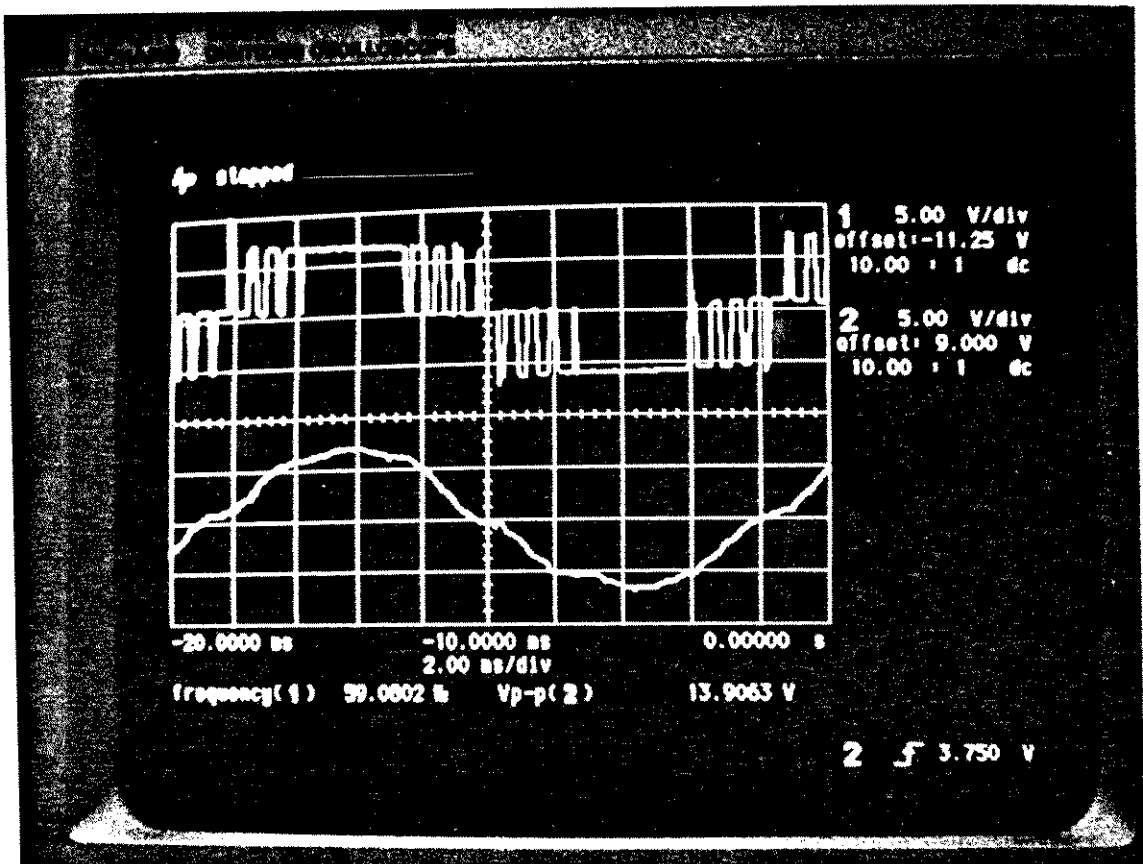


Figura 5.5: Sinal de saída do inversor e sinal filtrado para uma frequência de 59Hz.

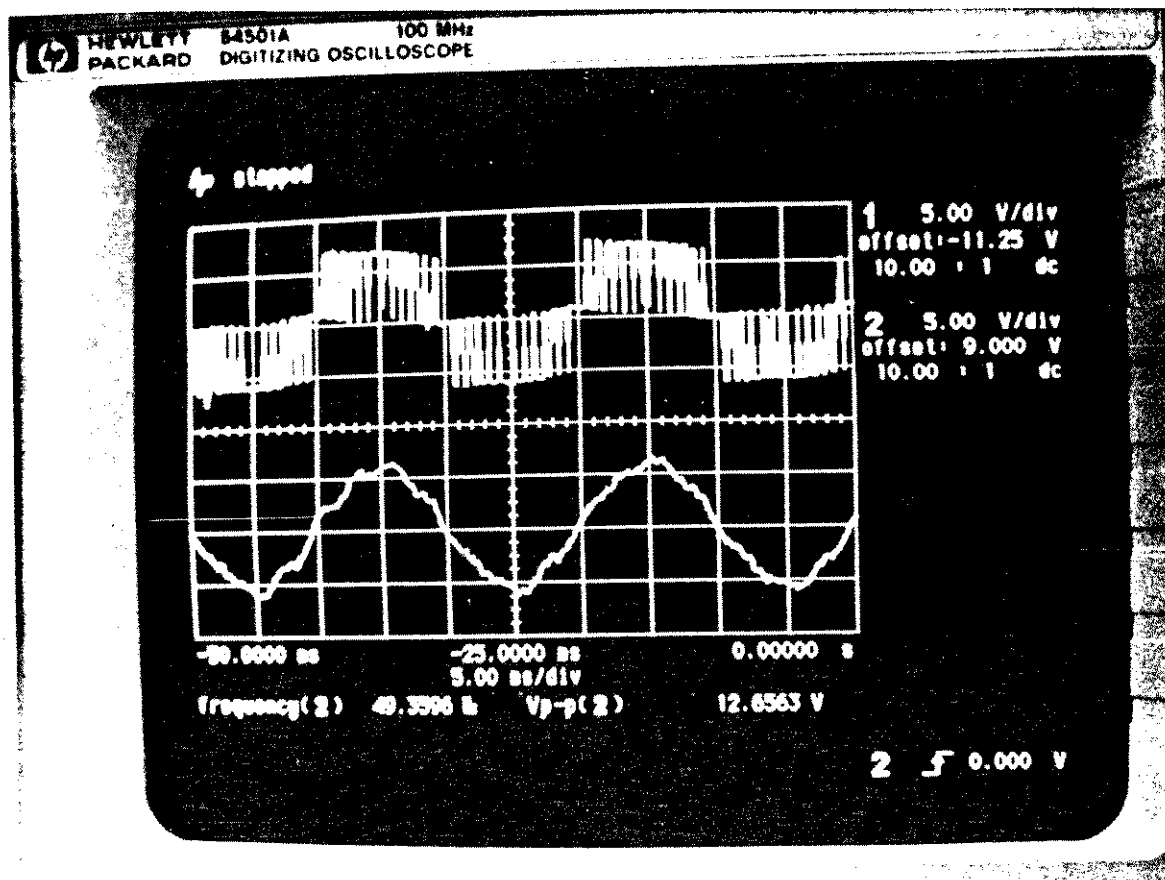


Figura 5.6: Sinal de saída do inversor e sinal filtrado para uma frequência de 49Hz.

5.3.3 Medição de velocidade

Para medição de velocidade foi usado um gerador de pulsos que fornece dois trens de pulsos A e B defasados de noventa graus, com 2000 pulsos / rotação cada um. Para melhorar a precisão, os dois sinais A e B são aplicados à uma porta ou-exclusivo cuja saída será a soma dos pulsos de entrada. Com este expediente são obtidos 4000 pulsos por rotação. A saída da porta ou-exclusivo é aplicada a um contador do sistema de aquisição de dados e é contado o número de pulsos, np , durante cada intervalo de amostragem, ou seja np é igual ao número de pulsos no final do intervalo menos o número de pulsos no início do intervalo. Este método é bastante simples mas tem a precisão deteriorada em baixas velocidades [53], sendo entretanto satisfatório para as nossas necessidades. Considerando por exemplo um período de amostragem de 6ms e supondo uma velocidade mínima de 30rpm, o que corresponde a uma frequência de alimentação de 1Hz (para uma máquina de quatro polos) temos:

$$np = 4000 \frac{30}{60} \frac{6}{1000} = 12 \text{pulsos por intervalo}$$

Desde que por este método temos um erro de quantização de 1 pulso, isto implica em um erro de 1/12 (cerca de 8%) que pode ser reduzido através de uma filtragem adequada. Para velocidades acima de 270rpm (9hz) o erro será menor do que 1%. Caso seja necessária precisão maior em baixas velocidades deve-se adotar a técnica de medição do período entre pulsos, ao invés da frequência [46] [69].

Além do erro de quantização, podem ocorrer outros problemas que interferem na medição precisa de velocidade. Possíveis imperfeições no acoplamento do gerador de pulsos com a máquina podem implicar pequenas torsões no acoplamento suficientes para provocar uma oscilação no movimento do disco do gerador de pulsos. Além disso, a própria descentralização do disco girante (devido a problemas construtivos) provoca oscilações de frequência no sinal de velocidade. Também, oscilações de conjugado devido

a harmônicos de força magnetomotriz rotórica que se opõem ao conjugado podem ser agravadas se a inércia do sistema mecânico for pequena. A consequência desses problemas será uma variação de frequência dos pulsos que aparecerá como uma modulação do sinal de velocidade *jitter*.

As implicações ligadas à precisão da medida de velocidade na estimação de fluxo de rotor e na identificação dos parâmetros da máquina de indução são discutidas no Cap. 7.

5.4 Aquisição de Dados

Na Fig. 5.2, o sistema de aquisição de dados consiste de uma placa IBM *Data Acquisition and Control Adapter* cujas principais características se encontram no Apêndice G. Foram utilizados 4 canais AD de entrada para as medições elétricas e um dos contadores programáveis para a contagem dos pulsos do tacômetro. Para operação do sistema de aquisição de dados foi desenvolvido um programa (ACIRQ.C - *Acquisition by Interrupt Request*, que permite escolher por argumentos de opção a frequência de amostragem, fazer um determinado número de aquisições (até 6000) e colocar os resultados num arquivo *leituras.dat*, ou então funcionar em loop infinito para efeitos de controle. Este programa foi desenvolvido em Turbo C (no modo linha de comando) e Turbo Assembler. O fluxograma do programa principal e da rotina de interrupção é apresentado na Fig.5.7. Maiores detalhes sobre os blocos de inicialização dos dispositivos de entrada e saída podem ser vistos na listagem apresentada no Apêndice G.

Este sistema gasta cerca de $180\mu s$ para efetuar uma aquisição e colocar dados nas saídas e o programa foi feito de maneira que outros programas para estimação e controle possam ser facilmente anexados a ele sem maiores modificações na estrutura principal.

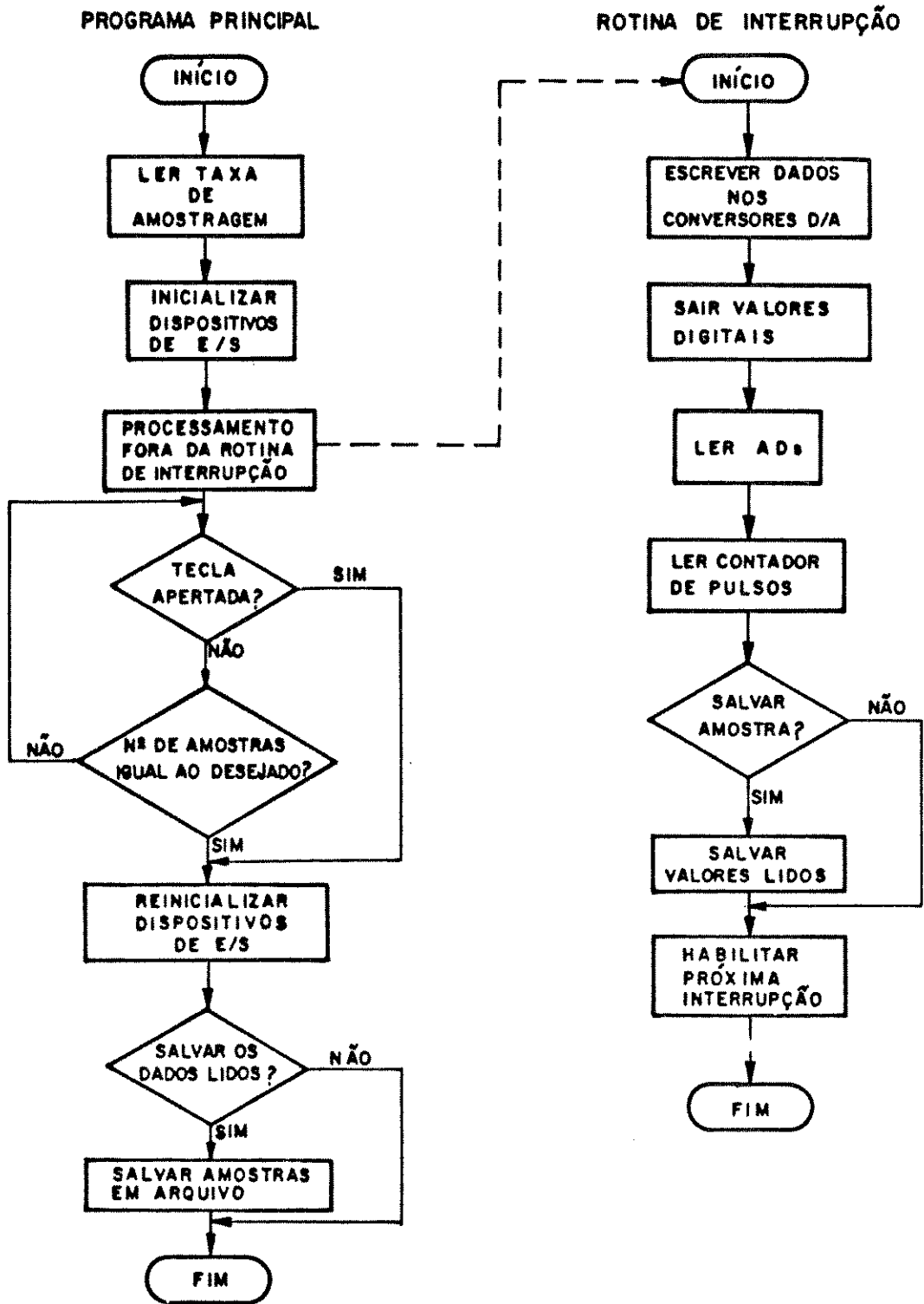


Figura 5.7: Aquisição de dados. Programa principal.

5.5 Medições e Transformações Experimentais

Utilizando o sistema de aquisição de dados foram feitas algumas experiências com a máquina, cujas características foram apresentadas na seção 5.2.

Aplicando-se à máquina uma tensão senoidal eficaz de 110v, as tensões de estator V_{ab} e V_{bc} para um período de amostragem $h = 2\text{ms}$ são apresentadas na Fig.5.8a onde a linha cheia é a tensão V_{ab} e a linha pontilhada a tensão V_{bc} . As marcas + indicam o ponto onde ocorreram as amostragens em cada uma delas. Com a máquina a vazio, foram obtidas as correntes i_{ab} e i_{bc} apresentadas na Fig.5.8b.

A transformação de abc para dq é feita através de duas transformações. Na primeira as grandezas X_{abc} são referidas ao sistema de eixos *alfa* e *beta* fixos no estator da máquina, isto é:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Na segunda transformação as grandezas em $\alpha\beta$ são transformadas para dq , eixos girando a velocidade síncrona:

$$\begin{bmatrix} x_q \\ x_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

As tensões e correntes transformadas para um sistema de eixos $\alpha\beta$, fixos no estator, são mostradas na Fig.5.9 onde as linhas cheias representam os valores de eixo α e as linhas pontilhadas de eixo β .

Na Fig.5.10 são mostradas as tensões e correntes de estator nos eixos dq para um referencial síncrono, sendo que os valores de eixo q e eixo d são representados pelas linhas cheias e pontilhadas respectivamente.

Do ponto de vista computacional é mais vantajoso fazer a transformação de abc para dq nestas duas etapas ao invés de fazê-la diretamente (ver seção A.1), devido ao menor

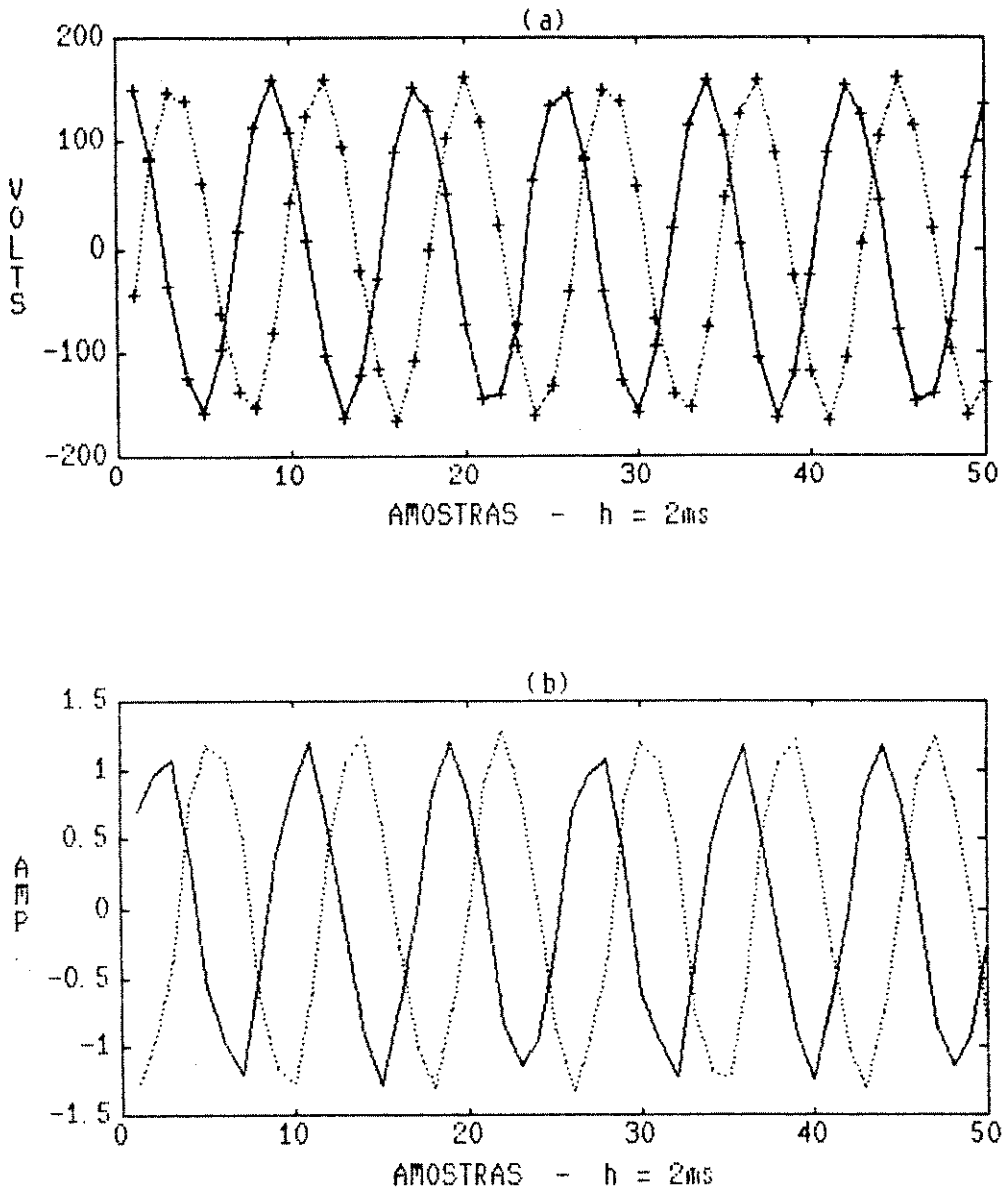


Figura 5.8: Tensões e correntes de estator com período de amostragem $h = 1ms$. (a) Tensões V_{ab} e V_{bc} em função do nº de amostras. (b) Correntes i_{ab} e i_{bc} .

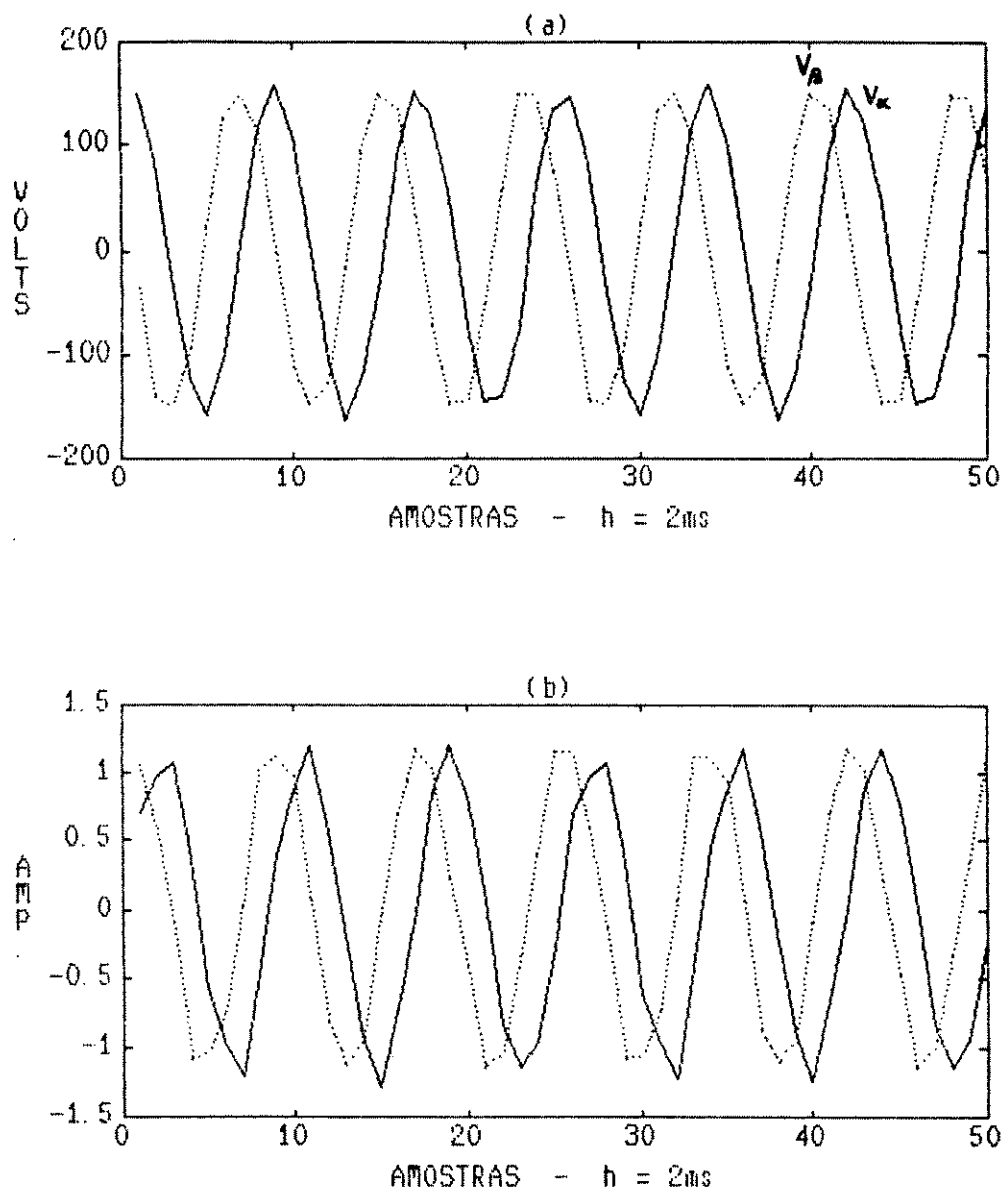


Figura 5.9: (a) Tensões V_α e V_β em um referencial fixo no estator. (b) Correntes i_α e i_β .

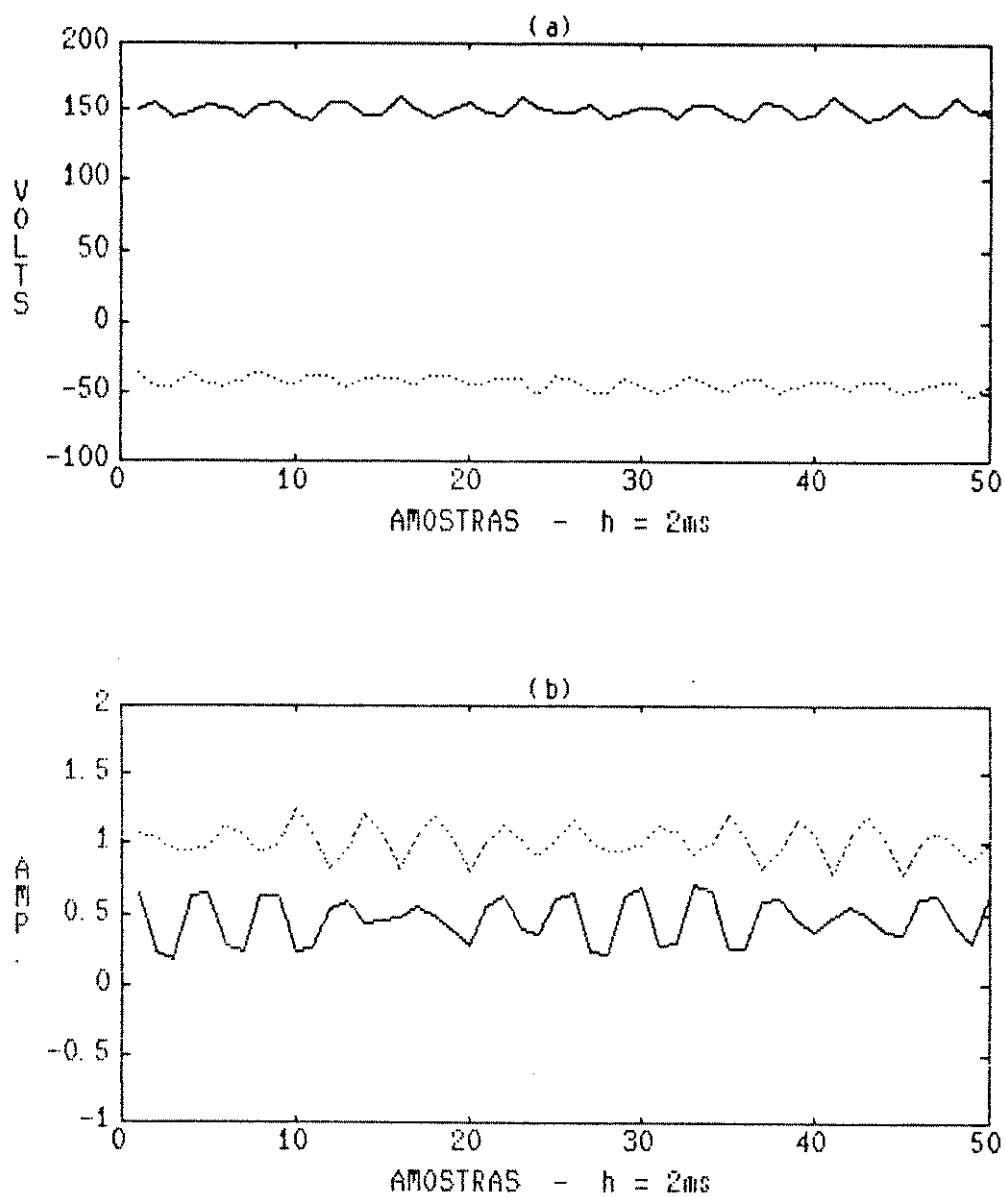


Figura 5.10: (a) Tensões V_q e V_d em um referencial síncrono. (b) Correntes i_q e i_d .

número de senos e cossenos envolvidos. Além disso a primeira transformação é linear e pode ser implementada, se necessário, com um circuito simples fora do computador.

É interessante notar que devido ao fato do motor estar sendo alimentado com tensões e correntes que não são perfeitamente senoidais, as tensões e correntes em dq também não serão perfeitamente contínuas como mostra a Fig.5.10. Pode-se notar também que existe um ligeiro decaimento das tensões dq (mais perceptível em V_{ds}) devido a uma ligeira flutuação da frequência de alimentação que no instante da medida não estava exatamente em 60Hz mas em cerca de 60.08hz. Percebe-se que a transformação para um referencial síncrono é bastante crítica, sendo necessária uma boa precisão na determinação do ângulo utilizado para a transformação. As ondulações que aparecem nos sinais dq transformados são de frequência elevada, igual a frequência de amostragem. Se for desejado um sinal mais limpo pode-se implementar facilmente no computador um filtro digital passa baixa. É claro que filtros limitam a faixa de passagem e apesar dos sinais em dq serem contínuos em regime permanente, estes variam em regime transitório.

Na Fig. 5.11 são mostradas as medições feitas usando o inversor. A Fig. 5.11a mostra as tensões V_{bc} e V_{ca} para uma frequência de 15Hz. A Fig. 5.11b mostra as correntes correspondentes e na Fig. 5.11c e 5.11d são mostradas respectivamente as tensões e correntes transformadas para um referencial síncrono. Devido ao intervalo de amostragem ser razoavelmente grande (2ms) não se percebe claramente nas tensões e correntes de estator medidas, os efeitos do chaveamento dos transistores do inversor.

A Fig. 5.12 mostra as tensões e correntes de estator agora com uma frequência de 5Hz. Para este caso os efeitos do chaveamento se tornam perceptíveis.

Após alguns ajustes no ganho dos sensores e dos conversores AD e uma série de medições como as mostradas acima, as quais foram conferidas com medições feitas com outros instrumentos, chegou-se a conclusão que o sistema de aquisição de dados implementado funciona satisfatoriamente. O próximo passo foi então utilizá-lo em conjunto

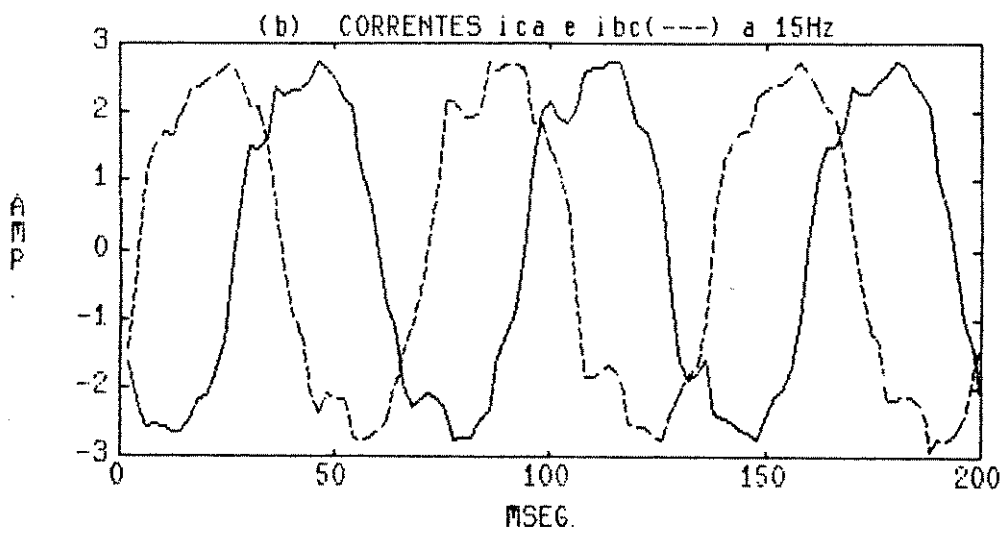
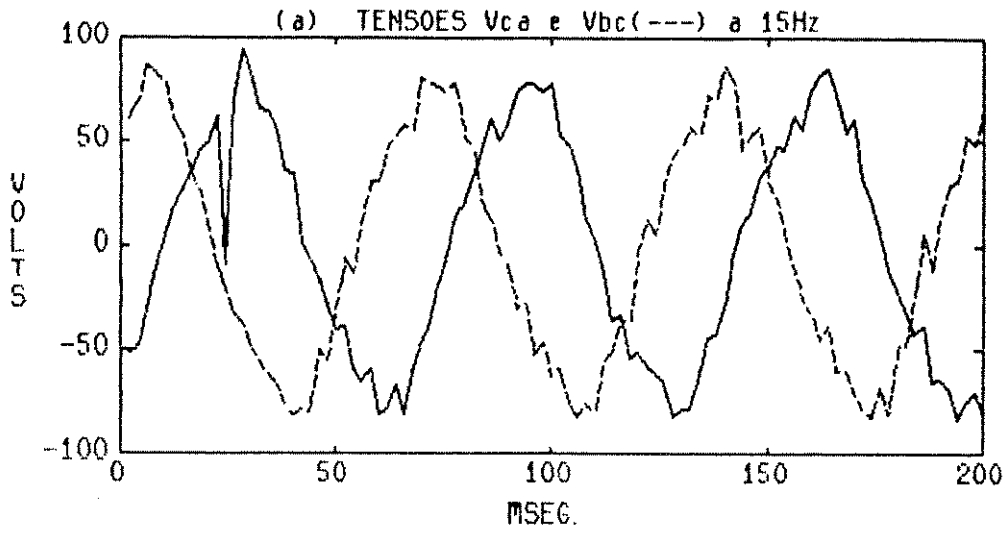


Figura 5.11: parte 1

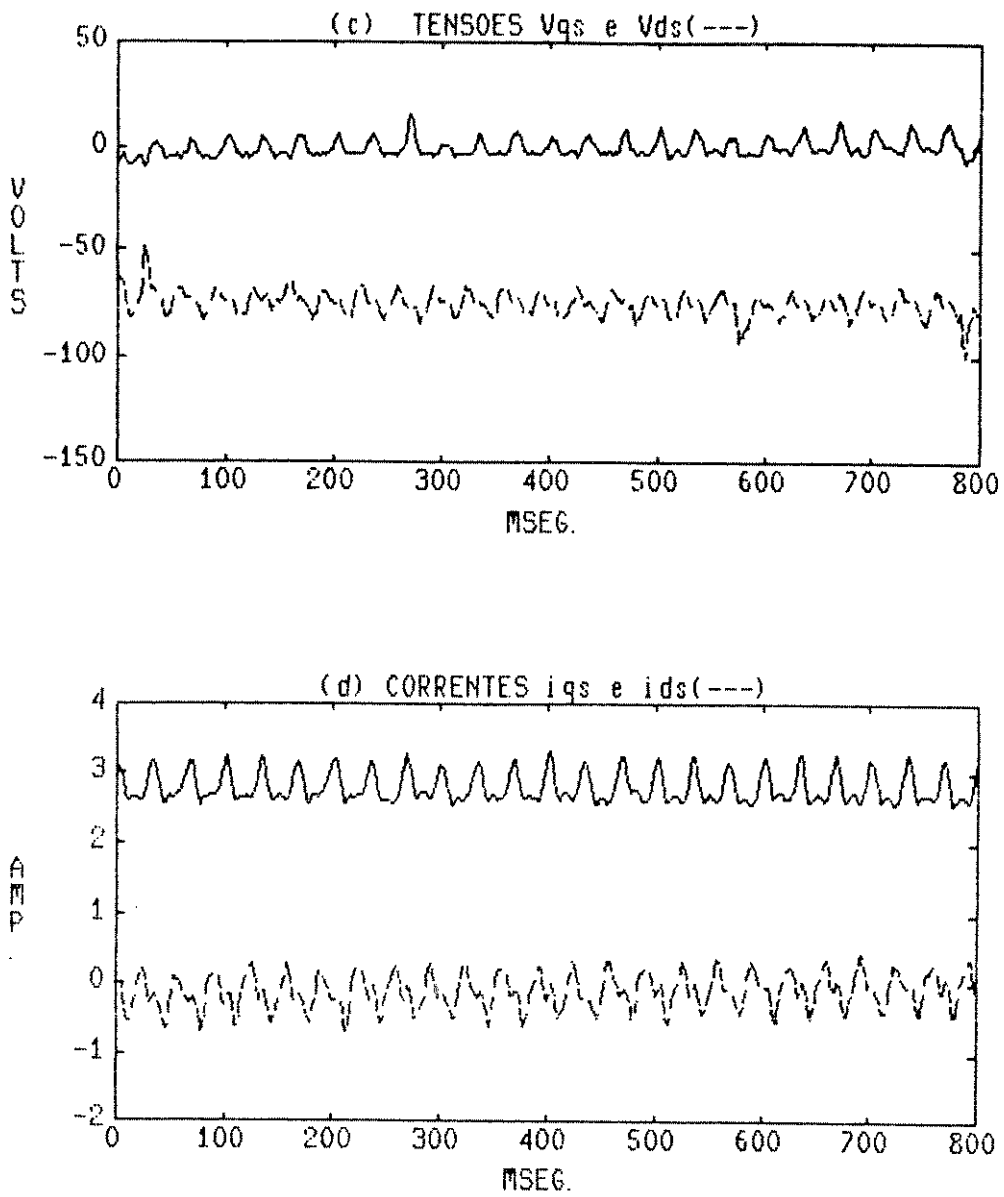


Figura 5.11: Medições e transformações feitas para frequência de alimentação de 15Hz.

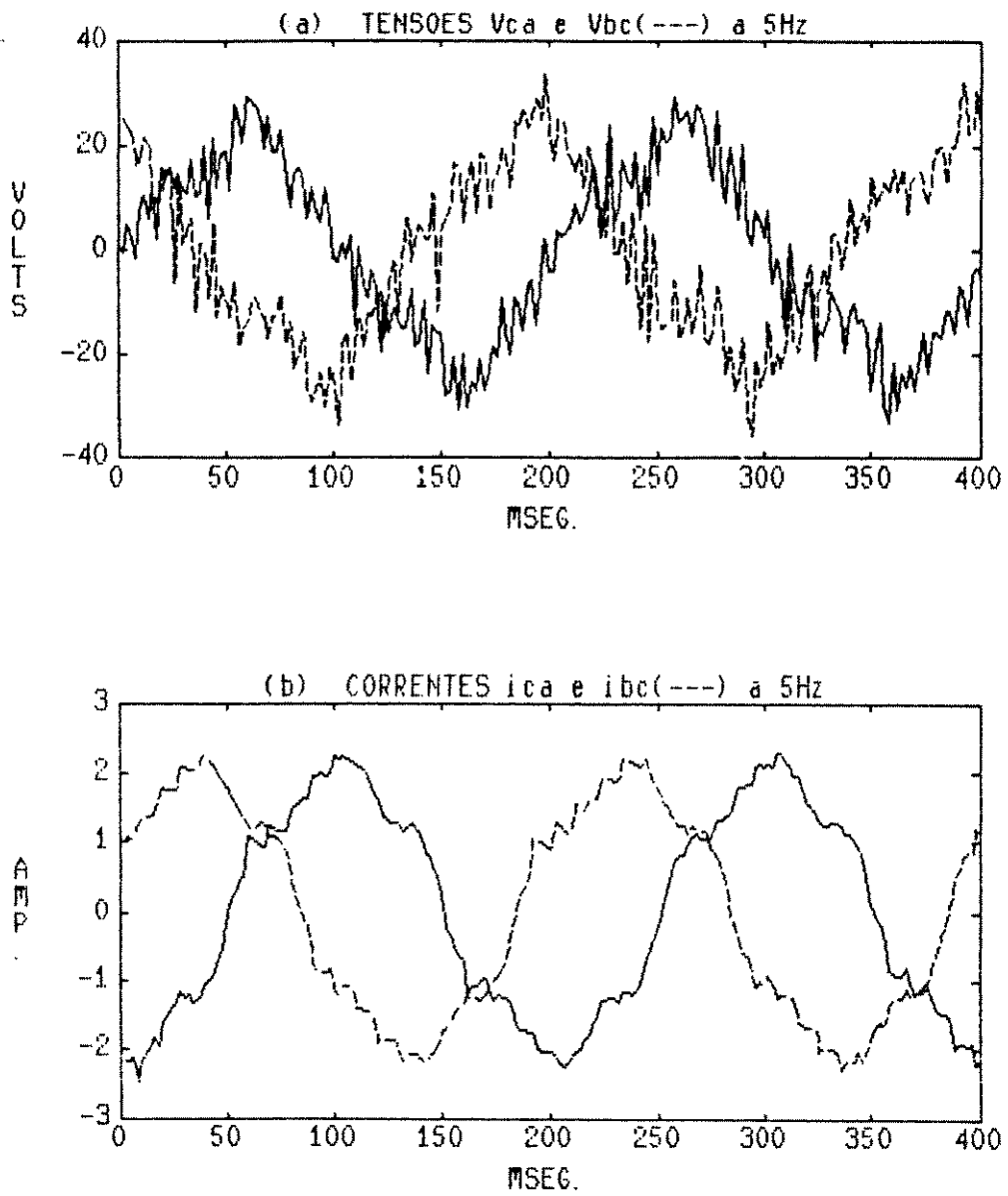


Figura 5.12: Medições feitas para frequência de alimentação de 5Hz.

com o estimador, o que é relatado no Capítulo 7.

5.6 Conclusão

A aquisição de dados é um ponto delicado no contexto de estimação de fluxo e parâmetros da máquina de indução. O sistema que foi montado neste trabalho apresentou um bom desempenho em termos de precisão e flexibilidade para efeito de modificações e expansões. Foi enfatizado que a medição de tensão de estator é um ponto que apresenta alguma dificuldade para efeito de implementação, sendo que isto foi contornado através de uma solução relativamente simples e de baixo custo que utiliza um filtro ativo de segunda ordem subamortecido. O programa desenvolvido permite a inclusão de outros procedimentos que operem *on-line* e *off-line* sem maiores problemas. Foram apresentadas medições visando discutir alguns itens ligados à transformação dq em tempo real.

Capítulo 6

Observador discreto - Resultados Experimentais

6.1 Introdução

No Cap.3 foram apresentados esquemas de observadores discretos baseados na modelagem desenvolvida no Cap.2. Foi mostrado, através de simulação, que estes esquemas apresentam bom desempenho e procurou-se minimizar o volume de cálculos utilizando-se o máximo possível as particularidades do modelo discreto proposto para a máquina de indução. Entretanto, a primeira vista, a modelagem discreta utilizada parece complexa e não fica explícito que os cálculos necessários possam ser feitos em tempos reduzidos compatíveis com as necessidades de controle da máquina de indução. O objetivo deste Capítulo é apresentar os resultados conseguidos com a implementação experimental do observador com correção de parâmetros pelo filtro de Kalman, demonstrando a sua viabilidade prática e a suas vantagens computacionais. Para isto foi implementado um programa em ambiente Turbo C que é praticamente idêntico aos programas de simulação feitos em MATLAB (ressalvando as diferenças entre as duas linguagens), tendo-se apenas o cuidado de se evitar cálculos redundantes. Este programa é juntado ao programa de aquisição de dados ACIRQ.C descrito no Cap. 5 para operação em tempo real. É mostrado que os algoritmos podem ser implementados de várias formas podendo inclusive ser adaptado para arquiteturas paralelas. Como o objetivo deste trabalho não é a construção de um protótipo, não houve preocupação em se desenvolver nenhum hardware dedicado para as tarefas de computação. Contudo, o desempenho em termos de tempo de computação é comentado para processadores 80287, 80387 e processador de sinal TMS320C25.

6.2 Implementação do Observador Discreto

Inicialmente é bom lembrar que devido ao modelo discreto utilizado ser quase exato, conforme mostrado no Cap.2, praticamente não existem problemas de instabilidade ou precisão relacionados ao intervalo de amostragem. Deve ser observado entretanto que um intervalo de amostragem grande implica numa descrição pobre de grandezas transitórias de dinâmica rápida como as correntes, por exemplo.

Para exemplificar esta parte de implementação foi escolhido o observador reduzido descrito na seção 3.2. Conforme foi falado anteriormente a implementação do programa é muito simples e imediata tendo-se apenas que tomar alguns cuidados para minimizar o número de cálculos. O primeiro passo é calcular os blocos Φ_{aa} , Φ_{ab} , Φ_{ba} e Φ_{bb} da equação de estado 3.3. Estas matrizes são calculadas a cada passo. Os cálculos destas matrizes envolvem a computação do seno e do cosseno de ωh e de $\omega_s h$. Os cálculos de seno e cosseno consomem um considerável tempo de computação¹. Mas isto pode ser contornado tabelando-se previamente estes valores. No presente caso foram feitas duas tabelas de $\text{sen}(\omega h)$ e $\text{cos}(\omega h)$, com 400 pontos cada. Foi considerado que ω pode variar de 0 a 400rad/s. Também são feitas duas tabelas de $\text{sen}(\omega_s h)$ e $\text{cos}(\omega_s h)$ com 320 pontos cada, considerando-se que a frequência de deslize pode variar entre -20 a +20 de 0.125 em 0.125 rad/seg. Esta tabela para o deslize é suficiente para a máquina que foi utilizada nas experiências, a qual apresenta uma frequência de deslize de cerca de 2rad/s a vazio com metade da tensão nominal aplicada a 60Hz.

Um outro ponto importante a ser levado em conta é que devido a forma das matrizes das equações (2.12) e (2.13), em que os termos da diagonal são iguais e os outros dois são iguais em valor absoluto, consegue-se uma redução substancial da computação envolvida no cálculo dos blocos de (3.3).

¹O processador 80387 necessita de 122 a 771 ciclos de relógio para o cálculo do seno o que em 25MHz significa de 5 a 31 μ s. Para a multiplicação são necessários de 32 a 57 ciclos.

6.2.1 Adaptação de parâmetros

Na seção 3.6 foi proposto um esquema de adaptação de parâmetros via filtro de Kalman. Pode-se perguntar porque não foi utilizado um observador aumentado [50] ou um filtro de Kalman aumentado [69] para efetuar as estimações de estados e parâmetros num único procedimento. Existem duas razões básicas que levaram-nos a desenvolver o esquema mostrado na Fig.3.10. Primeiro, o procedimento de aumentar a dimensão do sistema com os parâmetros a serem estimados como novas variáveis de estado implica em não linearidades, o que não deixa de ser inconveniente. Segundo, ao invés de se ter um problema com dimensão seis no caso dos esquemas aumentados, tem-se agora dois problemas, sendo um de dimensão quatro e outro de dimensão dois (ou dois bi-dimensionais se for o caso do observador reduzido). Esta característica é bastante interessante do ponto de vista computacional permitindo inclusive a solução por processamento em paralelo. Também, como foi mostrado na seção 3.6 o filtro pode ser resolvido de modo assíncrono com o observador, ou seja desde que a constante de tempo rotórica não varia tão rapidamente como os estados, a avaliação dos parâmetros pode ser feita a cada três, quatro ou mais intervalos de amostragem. Isto indica que o filtro de Kalman pode ser perfeitamente resolvido fora da rotina de interrupção. Os seus resultados são passados para o observador quando estiverem disponíveis, não sendo necessárias portanto maiores preocupações com relação ao tempo de computação gasto.

Uma importante consideração de ordem prática deve ser levada em conta antes da implementação prática do filtro. Nas simulações apresentadas no Cap. 3 o filtro de Kalman funcionava muito bem sem maiores problemas. Entretanto, como foi mostrado no Cap. 5, as tensões e correntes nos eixos dq obtidas a partir de valores reais apresentam uma ondulação de frequência igual a frequência de amostragem. Isto faz com que o sinal estimado de fluxo também contenha ondulações. Os sinais de corrente e de fluxo estimado, em coordenadas dq , são aplicados no filtro como mostra a Fig. 3.10. e, sem pelo menos

uma filtragem prévia do sinal de fluxo antes de aplicá-lo ao filtro, o esquema não opera satisfatoriamente. A razão disto talvez esteja no fato de que a ondulação presente nos sinais dq por ser de frequência e mesmo amplitude bem definidas não se trata claramente de um ruído Gaussiano. O problema pode ser resolvido simplesmente fazendo-se uma média do sinal de fluxo no instante k com o seu valor no instante $k - 1$. É claro que se poderia também filtrar os sinais de tensão e corrente logo após a transformação dq de modo que estes se tornem sinais quase contínuos. Mas isto prejudica o desempenho dinâmico do processo.

6.2.2 Considerações sobre o processamento

O fluxograma do observador com adaptação de parâmetros é mostrado na Fig. 6.1.

Na Fig. 6.1, a parte do diagrama de blocos dentro do quadro tracejado corresponde ao observador e necessita ser executada a cada passo. O outro bloco a direita corresponde ao filtro de Kalman que atualiza os parâmetros R_r e M no observador e esta parte pode ser executada fora da rotina de interrupção. Um programa teste correspondente ao diagrama de blocos da Fig. 6.1 foi desenvolvido em Turbo C e a listagem está no Apêndice G. Este programa foi rodado em três máquinas com o objetivo de se ter uma idéia do tempo de processamento. A parte do observador, dentro da linha tracejada, necessitou de 4ms para ser executada em um PC286 - 16MHz, de 1.6ms em um processador de sinal TMS320C25 e de 0,8ms em um PC386 - 25MHz. No caso do processador de sinal, foi usado um PC para compilar e carregar o programa e dados na sua memória. As operações foram executadas em ponto flutuante e os tempos de execução poderiam ser bastantes reduzidos com um programa em Assembler. Particularmente, no caso do processador de sinal que possui multiplicador em *hardware* para ponto fixo, o tempo de processamento seria no mínimo 10 vezes menor. Por outro lado, o uso de

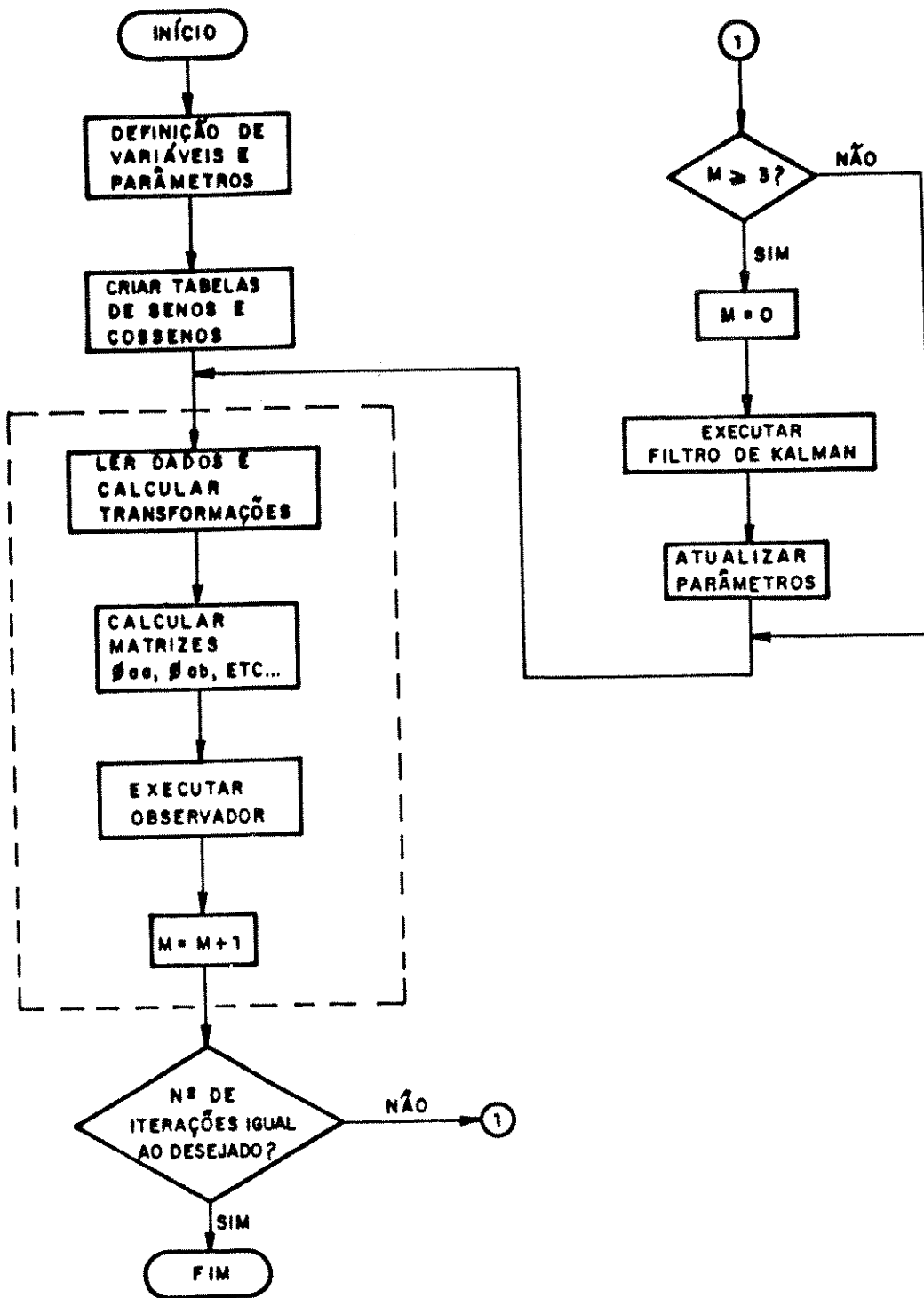


Figura 6.1: Diagrama de blocos do observador reduzido com adaptação de parâmetros.

processadores mais avançados como o TMS320C30² que possui multiplicador em ponto flutuante reduziria muito o tempo de computação mesmo para o programa em C. A parte correspondente ao filtro necessitou de um tempo de processamento ligeiramente superior ao observador, cerca de 1.8ms no processador de sinal.

A utilização do modelo discreto permite o uso de intervalos de amostragem razoavelmente grandes sem incorrer em instabilidade e perda significativa de precisão. Assim, a velocidade de processamento do PC386 é suficiente para os objetivos deste trabalho e utilizaremos um intervalo de amostragem de 2ms para os resultados experimentais que são apresentados a seguir.

6.3 Resultados Experimentais

A estimação da resistência de rotor é muito dependente da indutância mútua e esta, por sua vez, é afetada por variações da resistência de estator. Entretanto, com a máquina a vazio, os efeitos da resistência de estator são minimizados [67]. As experiências relatadas a seguir se referem a máquina a vazio.

Aplicando-se uma tensão de 110v eficaz a 60Hz foram obtidas os resultados mostrados na Fig. 6.2, onde também são simultaneamente apresentados alguns resultados de simulação. Foram consideradas como condições iniciais para o observador os fluxos nos eixos q e d em zero. Para a indutância mútua e resistência de rotor foram tomados os valores medidos nos testes a vazio e com rotor bloqueado. O motor foi previamente aquecido durante 10 minutos funcionando a baixa velocidade. A Fig. 6.2a mostra a velocidade medida (linha tracejada) e a velocidade simulada (linha cheia), sendo que os resultados de simulação foram obtidos considerando-se a máquina com uma velocidade

²Este processador executa uma multiplicação em um ciclo e certamente executaria o programa do observador, mesmo em C, num tempo inferior a 100 μ s.

inicial de 1760 rpm quando então foi aplicada uma tensão senoidal ideal, de amplitude e frequência igual a medida. A Fig. 6.2c mostra o módulo do fluxo de rotor obtido com o observador e através da simulação. Na Fig. 6.2d são mostradas as componentes estimadas de fluxo nos eixos q e d . A Fig. 6.2e mostra a resistência de rotor estimada cujo valor foi muito próximo do valor medido. Na Fig. 6.2f, onde é mostrada a indutância mútua estimada, percebe-se que o valor obtido (0,34H) foi superior ao valor medido. Isto se deve ao fato da máquina estar com um nível de excitação inferior em relação as condições em que foram efetuadas as medidas no teste a vazio, pois estas foram feitas com tensão nominal. Finalmente, a Fig. 6.2b mostra as correntes simulada e medida em uma das fases. A corrente simulada foi ligeiramente maior do que a medida devido ao fato de na simulação ter sido considerado o valor medido da indutância mútua que é inferior ao valor real.

O maior inconveniente na estimação da resistência de rotor é que esta é extremamente sensível a erros de medição da frequência de deslize e para se obter resultados precisos é necessário o uso de tacômetros com precisão em torno de 0,1% [69]. No nosso caso, o processo usado na medição da velocidade, conforme comentado no Capítulo 5, não apresenta esta precisão, fornecendo cerca de 0,4% a 1800rpm com intervalo de amostragem de 2ms. Além disso, devido a imperfeições mecânicas, o sinal de velocidade apresentou um *jitter* razoavelmente elevado. Este sinal, depois de passado através de um filtro com frequência de corte de 10Hz, foi utilizado para determinar a frequência de deslize que é mostrada na Fig. 6.3.

É interessante notar que mesmo com o sinal ω_s mostrado na Fig. 6.3 apresentando grandes oscilações, a média está em torno de 2rad/s e o sistema foi suficientemente robusto para efetuar as estimações com precisão apesar das oscilações.

Uma outra importante característica apresentada pelo esquema é que apesar dos parâmetros estimados serem afetados por imprecisão na medida de velocidade, a

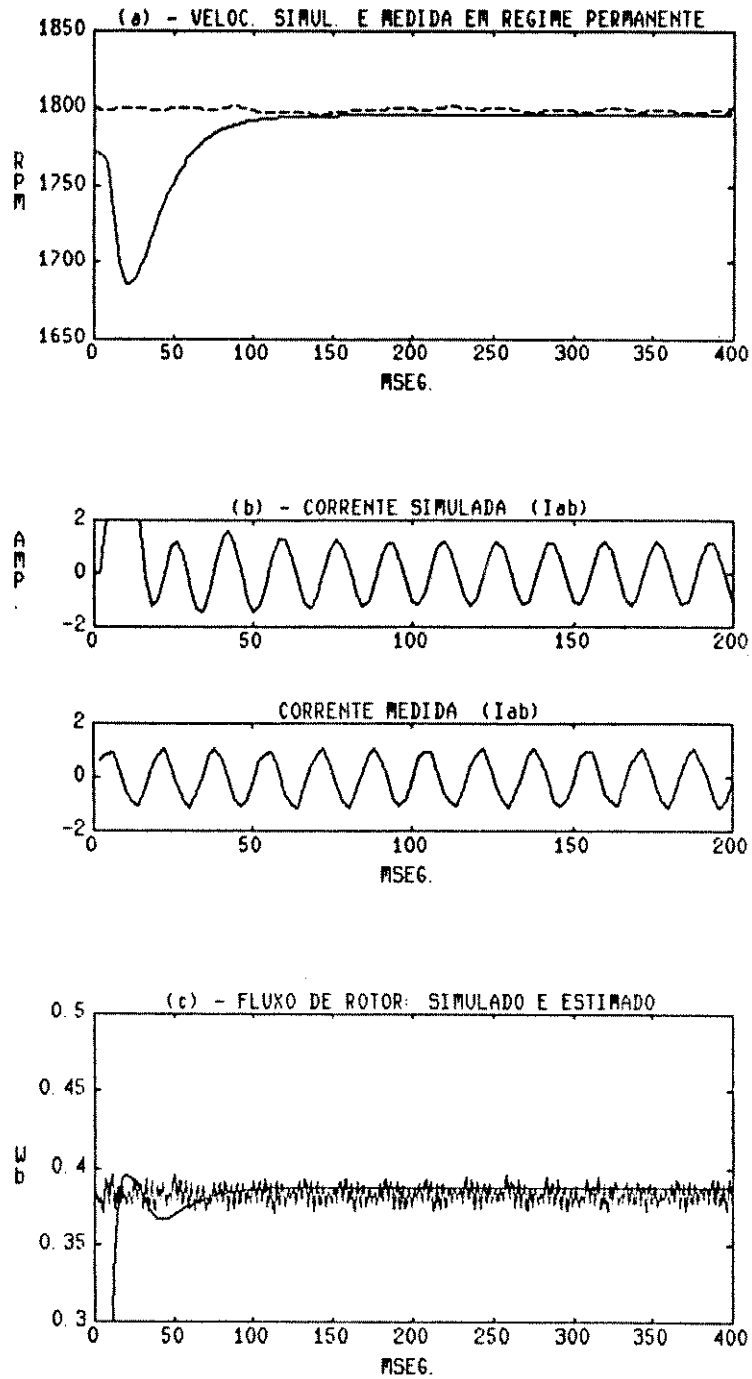


Figura 6.2: parte 1

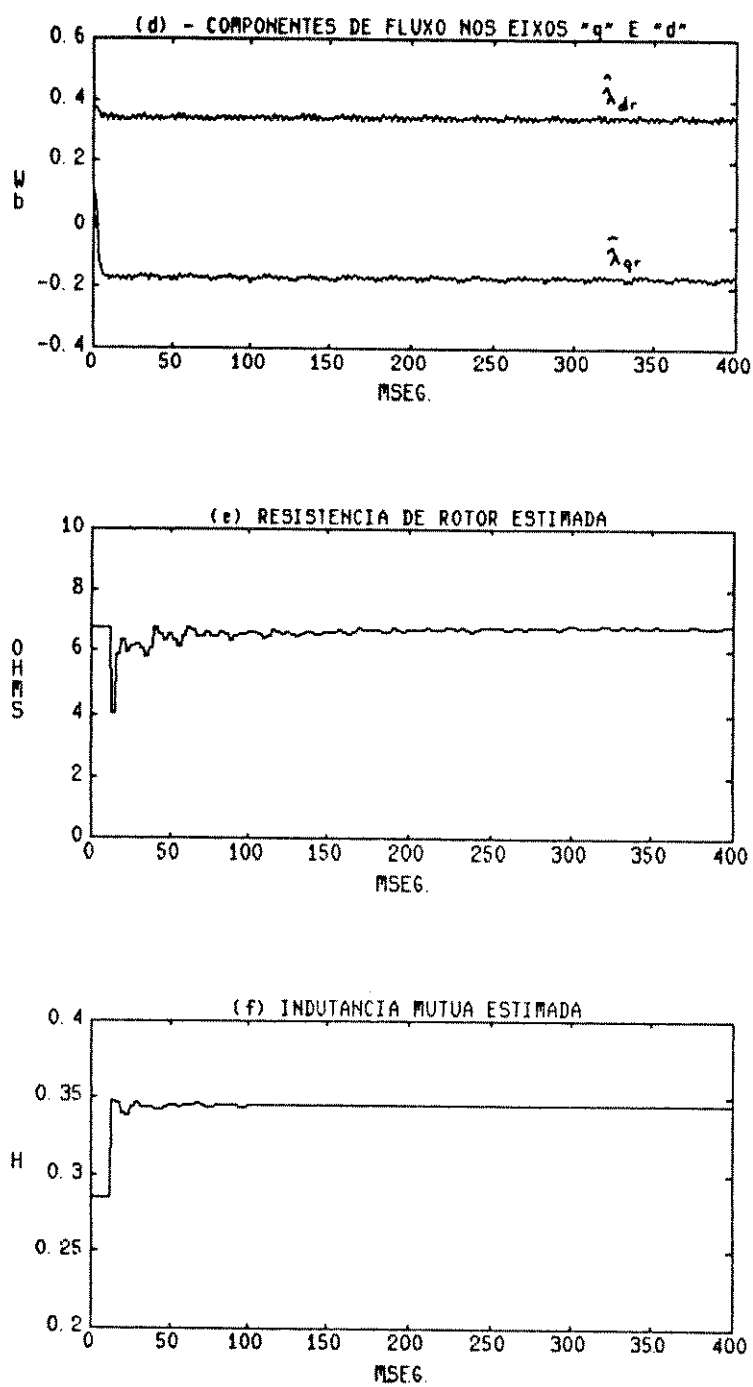


Figura 6.2: Resultados experimentais e de simulação para alimentação de 110v a 60Hz.

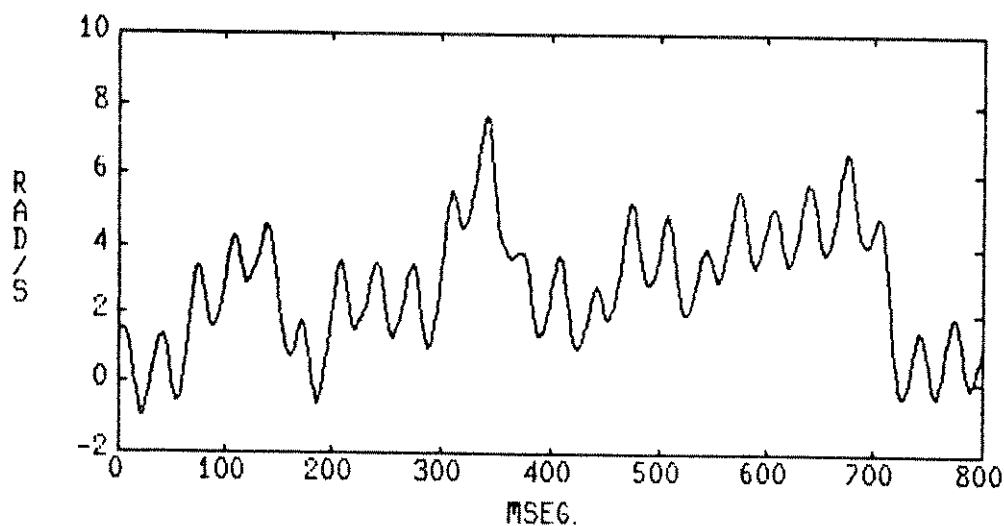


Figura 6.3: Frequência de deslize (ω_s) medida que foi utilizada nas estimações.

estimativa de fluxo apresenta uma certa imunidade à esta imprecisão. Em outras palavras, se for desejado somente um estimador de fluxo, o sistema faz isto independentemente do deslize que for fornecido ao observador. Se o deslize estiver errado, os valores dos parâmetros estimados pelo filtro de Kalman serão absurdos, mas fornecidos ao observador, irão compensar o erro cometido na informação de deslize. Esta característica é mostrada na Fig.6.4. Nesta Figura, inicialmente, até o tempo de 200ms, é fornecido ao observador o valor correto da frequência de deslize que é cerca de 2rad/s como mostra a Fig. 6.4a. A partir deste instante, passa a ser fornecido ao observador um valor de 10rad/s escolhido aleatoriamente. Nota-se, na Fig. 6.4b, que o fluxo é alterado no momento da variação do deslize mas é corrigido na medida em que o filtro altera os valores dos parâmetros \hat{M} e \hat{R}_r , Figs. 6.4c e 6.4d.

Para verificar o comportamento do observador para diferentes condições de excitação da máquina, foram feitas algumas estimações para várias tensões de alimentação

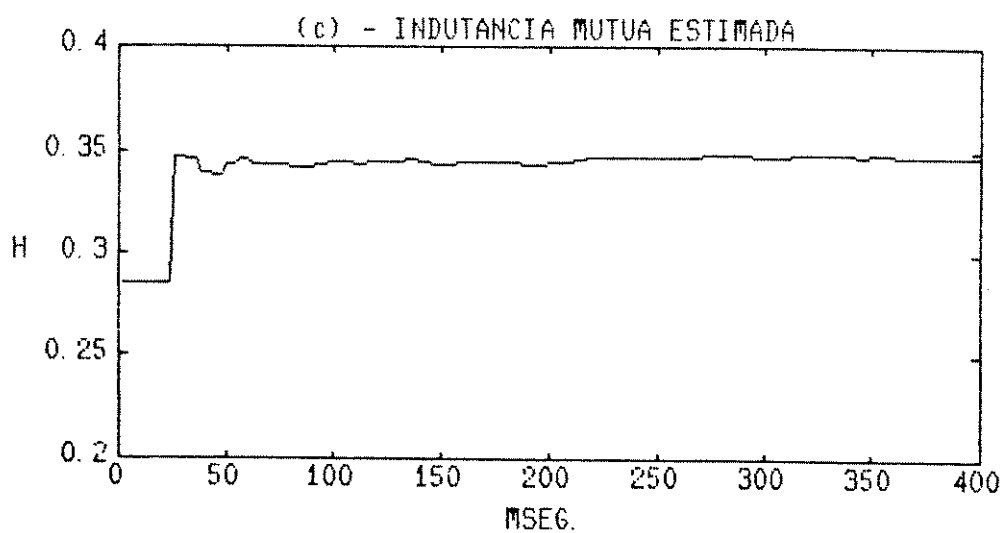
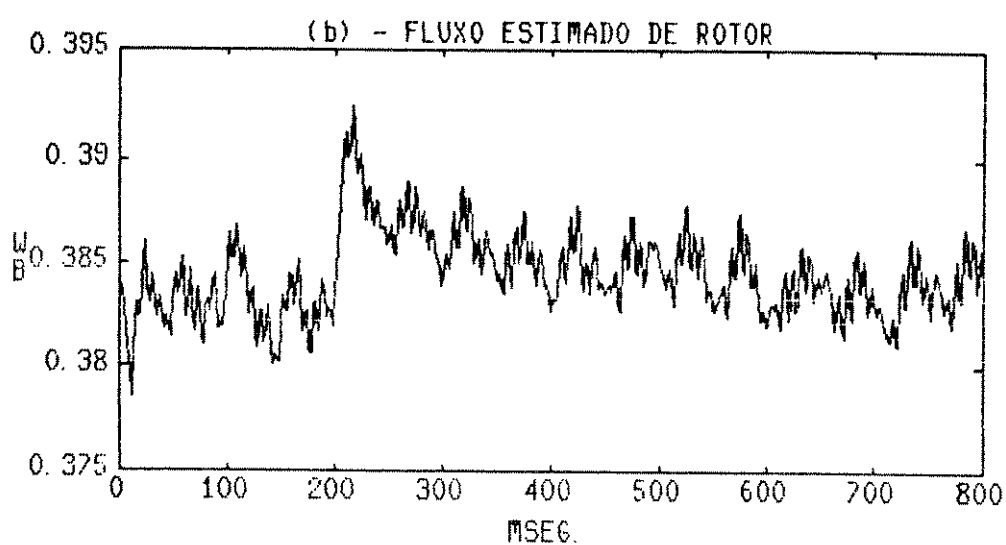
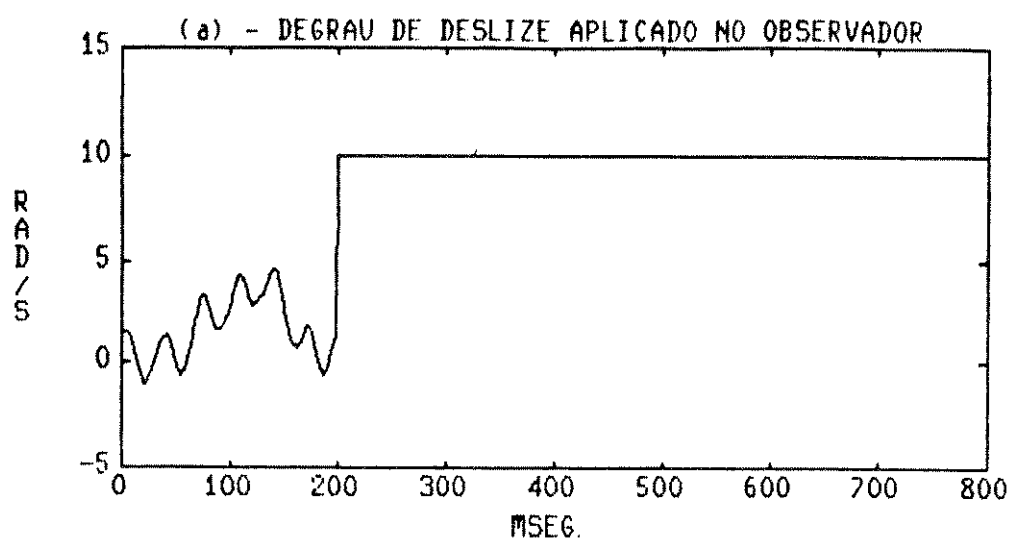


Figura 6.4: parte 1

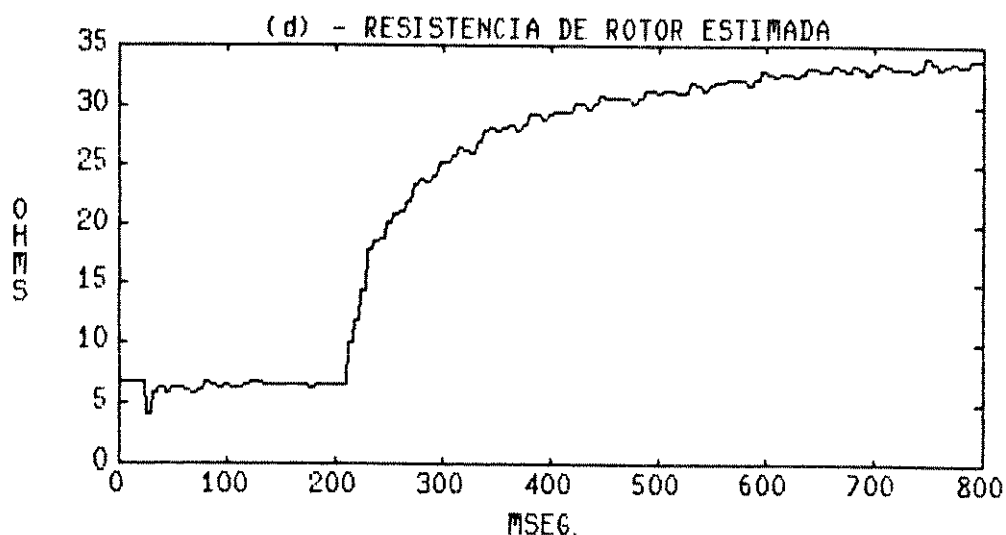


Figura 6.4: Efeitos devido a erro na informação de frequência de deslize.

com a frequência mantida fixa em 60Hz. Os resultados são apresentados na Tabela 6.1. Nesta tabela, percebe-se que as estimações a baixas tensões são piores do que para tensões mais elevadas, particularmente para a resistência de rotor³. Aparentemente, a razão disto é que para valores pequenos, os erros de medição e as imprecisões nos parâmetros e no modelo começam a se manifestar causando erros de estimação.

O cruzamento de resultados (experimentais) estimados com resultados de simulação e medições de R_r e M através dos ensaios de rotor bloqueado e a vazio, mostraram, após exaustivas experiências, que o estimador produz resultados bastante precisos com relação a estimação de fluxo.

Na Tabela 6.1 também são apresentados os valores medidos da indutância mútua. Estas medições foram feitas considerando-se fixo o valor da indutância de dispersão de

³O valor medido foi $6,78\Omega$

	ω_s	$ \hat{\lambda}_r $	\hat{R}_r	\hat{M}	M^*
200v	0,7	0,71	6,77	0,308	0,314
175v	0,9	0,61	6,45	0,341	0,346
150v	1,3	0,53	6,63	0,358	0,368
125v	1,6	0,44	6,64	0,359	0,370
100v	2,1	0,35	6,55	0,365	0,368
75v	2,9	0,26	6,56	0,368	0,378
50v	4,5	0,17	6,77	0,351	0,330
25v	11,3	0,08	5,18	0,327	0,241

(*) Valores medidos.

Tabela 6.1: Estimações a 60Hz com a máquina a vazio.

f	V/f	$ \hat{\lambda}_r $	$ \hat{\lambda}_r $ (simul.)
59Hz	5,1	0,72	0,74
30Hz	5,1	0,70	0,73
15Hz	5,9	0,75	0,84
5Hz	6,7	0,76	0,78

Tabela 6.2: Estimações com relação tensão/frequência constante.

estator. A discrepância entre os valores medidos e os estimados ficou abaixo de 4% com exceção para os valores mais baixos de tensão. Com os valores da Tabela 6.1 podemos traçar a curva de saturação $M \times |\lambda_r|$ da máquina como é mostrado na Fig. 6.5. Nesta Figura, a curva cheia mostra os valores estimados e a curva tracejada os valores medidos. O ponto "o" indica o valor da indutância mútua medido pelo teste a vazio em condições nominais. O valor em pu do fluxo de rotor foi tomado como 1 neste ponto. Não foram efetuadas estimações para este ponto porque, nestas condições, o valor da frequência de deslize é muito pequeno para que possa ser avaliada com alguma precisão.

Mantendo-se agora o fluxo de rotor em valores nominais através de uma relação tensão frequência fixa e fazendo-se estimações para velocidades diferentes foram obtidos

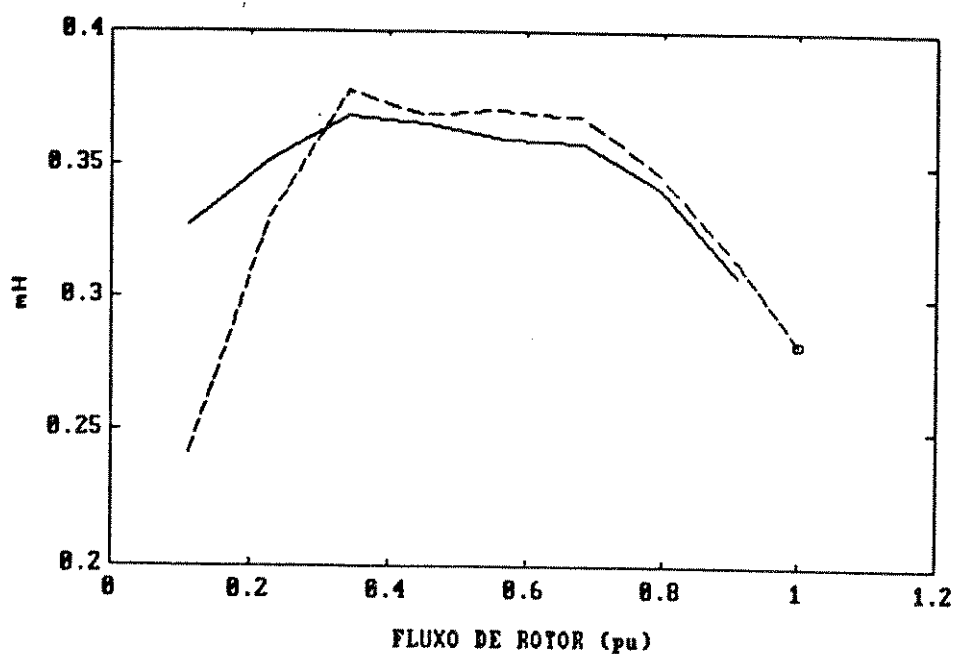


Figura 6.5: Curva de saturação obtida com os valores estimados e medidos da indutância mútua.

os resultados mostrados na Tab. 6.2.

Como neste caso o fluxo é alto, o deslize se torna muito pequeno para a máquina a vazio, portanto, os valores de \hat{R}_r e \hat{M} serão incorretos devido a resolução insuficiente do tacômetro. Entretanto, o estimador é capaz de compensar imprecisões na informação de frequência de deslize para efeitos de estimação de fluxo, como foi mostrado anteriormente. Os valores simulados de fluxo, foram obtidos a partir da simulação da máquina considerando-se tensão senoidal ideal, razão pela qual os valores simulados foram maiores do que os estimados. Os resultados apresentaram um comportamento parecido com exceção do valor em 15Hz, que apresentou uma discrepância maior talvez pelo fato do valor da indutância mútua considerada na simulação ter sido mantido fixo no valor obtido no ensaio a vazio.

6.4 Conclusão

Inicialmente, foi discutida a implementação do estimador discreto proposto no Cap. 3. As experiências confirmaram razoavelmente as proposições feitas com relação a abordagem discreta. Entretanto, a capacidade do estimador proposto de fazer estimações corretas de fluxo, a partir de uma informação de deslize incorreta, precisa ser melhor investigada. Esta capacidade adaptativa abre interessantes possibilidades para controle vetorial pelo método direto e também para controle de velocidade da máquina de indução sem uso de tacômetro.

Capítulo 7

Conclusões

O controle de acionamentos com máquina de indução exige um conhecimento muito mais completo do conjunto conversor-máquina do que nos acionamentos a corrente contínua. Os métodos eficientes que vem sendo desenvolvidos parecem necessitar de um conhecimento cada vez mais preciso das variáveis e parâmetros da máquina de indução. O controle vetorial indireto, por exemplo, é um método de controle do tipo *feedforward*. Este tipo de controle é inerentemente susceptível às variações dos parâmetros do sistema. Mas mesmo os métodos escalares também necessitam de um conhecimento relativamente preciso das variáveis da máquina. Assim, os estudos sobre este assunto parecem cada vez mais dirigidos à obtenção a partir de observadores e estimadores de informações sobre fluxo, parâmetros e mesmo velocidade, neste caso visando eliminar a necessidade de tacômetros. Por outro lado, parece que estes conceitos, por serem algo complexos, só podem ser implementados eficazmente através de computadores.

Neste trabalho, procurou-se desenvolver, a partir de modelos já conhecidos, uma formulação mais adequada visando o controle por computador. A modelagem desenvolvida no Cap. 2 mostrou ser eficiente tanto como ferramenta de simulação como para aplicação prática. No Cap.3, foram abordados observadores discretos em cujo projeto procurou-se aproveitar profundamente as peculiaridades do modelo discreto discreto proposto no Cap. 2. Os esquemas resultantes são claramente precisos, de convergência rápida e implementação simples. Para evitar erros no observador devido a variação dos parâmetros da máquina, foi proposto um esquema associado através de filtro de Kalman para identificar a resistência de rotor e a indutância de magnetização. Poderia ser uti-

lizado algum outro método de determinação de parâmetros como o da potência reativa, por exemplo. No entanto, a maioria dos métodos somente estimam a constante de tempo rotórica e supõem a indutância mútua bem conhecida ou tabelada em função da corrente de magnetização. Mas como a determinação da corrente de magnetização é uma complicação a mais, procurou-se evitar este inconveniente determinando-se tanto a constante de tempo rotórica como a indutância mútua. Foi demonstrado, por simulação e experiências práticas, que o esquema proposto apresenta bom desempenho e o principal inconveniente é a necessidade do conhecimento preciso da frequência de deslize. Entretanto, foi mostrado no Cap. 6 que o esquema permite a estimação de fluxo corretamente mesmo sem o conhecimento do deslize, muito embora os valores dos parâmetros sejam estimados errados.

No Cap. 4, o modelo discreto proposto foi aplicado num esquema de controle vetorial via realimentação de estado discreta. Os resultados de simulação mostraram um desempenho promissor. A utilização de realimentação de estado para este objetivo pode ser questionável, desde que já existem maneiras bem conhecidas e mais simples que funcionam bem. Mas como foi comentado, desde que a informação de fluxo seja precisa, o esquema mostrou uma certa insensibilidade quanto a variação de parâmetros e isto não deixa de ser uma característica desejável. Por outro lado, a regulação de corrente, utilizando realimentação de estado discreta, é uma proposta muito interessante para controle de conversores por computador, porque o método é sistemático com ajustes precisos e bem definidos e apresenta um bom desempenho como mostraram os resultados de simulação.

Finalmente, a parte experimental foi desenvolvida visando verificar a aplicabilidade prática e validar os conceitos propostos. Ficou claro que a abordagem utilizada é muito apropriada para aplicação em computadores, perfeitamente factível e apresenta bons resultados.

Para direcionamento de possíveis desenvolvimentos futuros, podemos incluir a implementação de um controle de velocidade utilizando o observador discreto para efeitos de informação de fluxo de rotor. Uma outra proposta seria aplicação da realimentação de estado em esquemas de controle controle vetorial (possivelmente usando o método direto) com informação de fluxo fornecida pelo observador para efeitos de controle e regulação de corrente. Também seria interessante estender os conceitos desenvolvidos neste trabalho para estimar inclusive a velocidade, visando com isto eliminar a necessidade do uso de sensores de velocidade e posição.

Do ponto de vista de *hardware*, a utilização de vários processadores pode abrir interessantes perspectivas para futuros trabalhos. O aumento do poder de computação permitiria elevar o nível de complexidade dos algoritmos de controle e estimação de modo a minimizar o uso de sensores e a necessidade de conhecimento prévio de parâmetros e variáveis.

Apêndice A

Modelagem da Máquina de Indução

A.1 Modelo em Dois Eixos

Com a finalidade de simplificar os modelos da máquina de indução, certas hipóteses são consideradas sem alterar significativamente a precisão [51] [12], [33]. O modelo em variáveis naturais é muito inconveniente para ser utilizado em simulação devido a existência de parâmetros (indutância mútua) variantes com a posição angular do rotor [12], [58]. O modelo mais adequado e normalmente utilizado para aplicações práticas

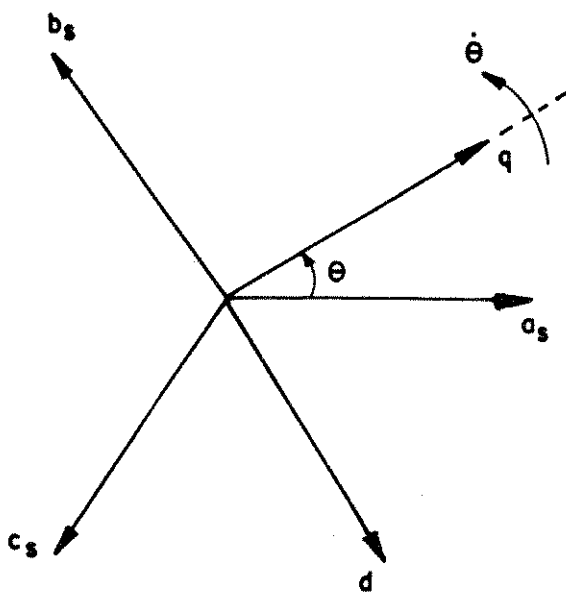


Figura A.1: Princípio da transformação para dois eixos.

é o modelo em dois eixos [33]. Este modelo é obtido usando-se a transformação $dq0$ [21].

Nesta transformação, as grandezas da máquina (tensões, correntes, fluxos) em variáveis naturais são rebatidas a um sistema de eixos $dq\theta$ que gira a uma velocidade arbitrária $\dot{\theta}$ (com o ponto, denotando o operador d/dt), em relação ao sistema trifásico conforme mostra a Fig. A.1.

Na Fig. A.1, θ é o ângulo instantâneo entre os eixos dq e abc . A transformação de uma grandeza em abc para $dq\theta$ pode ser feita utilizando-se a matriz de transformação K_s :

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Assim, uma grandeza no sistema trifásico, x_{abc} , pode ser transformada para $dq\theta$ através da operação:

$$\begin{bmatrix} x_q \\ x_d \\ x_0 \end{bmatrix} = K_s \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

sendo que a componente de sequência zero, x_0 , será nula se o sistema trifásico for equilibrado e neste caso obtém-se um sistema bifásico equivalente. Grandezas em $dq\theta$ podem ser transformadas para abc , através da transformação inversa K_s^{-1} .

O modelo em dois eixos, que descreve a dinâmica elétrica da máquina de indução com as equações em um sistema de referência arbitrário, é dado por [4]:

$$\dot{\lambda}_s = -R_s i_s + \dot{\theta}_s J \lambda_s + V_s \quad (\text{A.1})$$

$$\dot{\lambda}_r = -R_r i_r + \dot{\theta}_r J \lambda_r + V_r \quad (\text{A.2})$$

onde $\lambda_s = [\lambda_{qs} \ \lambda_{ds}]'$ e $\lambda_r = [\lambda_{qr} \ \lambda_{dr}]'$ são os vetores bidimensionais de fluxo de enlace de estator e de rotor; $i_s = [i_{qs} \ i_{ds}]'$ e $i_r = [i_{qr} \ i_{dr}]'$ são os vetores de corrente de estator e de rotor; $V_s = [V_{qs} \ V_{ds}]'$ e $V_r = [V_{qr} \ V_{dr}]'$ são os vetores de tensão de estator e rotor (com ' denotando transposição). Para a máquina com o rotor em curto circuito, $V_r = 0$. R_s e R_r são respectivamente as resistências de estator e rotor. $\dot{\theta}_s$ e $\dot{\theta}_r$ são as velocidades angulares dos eixos dq em relação ao rotor e ao estator; e

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

Os vetores de fluxo são expressos em termos das correntes pelas seguintes relações algébricas:

$$\lambda_s = (M + L_{ls})i_s + Mi_r \quad (\text{A.3})$$

$$\lambda_r = (M + L_{lr})i_r + Mi_s \quad (\text{A.4})$$

onde M é a indutância mútua entre estator e rotor; L_{ls} e L_{lr} são respectivamente as indutâncias de dispersão de estator e rotor. As somas da indutância mútua com as indutâncias de dispersão resultam nas indutâncias próprias L_s e L_r . Assim, as equações algébricas de fluxo em função das correntes podem ser escritas como:

$$\lambda_s = L_s i_s + M i_r \quad (\text{A.5})$$

$$\lambda_r = L_r i_r + M i_s \quad (\text{A.6})$$

A.2 Escolha do Referencial

Por referencial, entende-se o sistema de eixos $d-q$ associado a uma velocidade de rotação escolhida para este sistema. Três tipos de referencial são interessantes na prática e a escolha é feita em função do problema a ser estudado [63]. Para especificar estes sistemas de referência vamos definir:

ω - frequência de estator.

ω_r - velocidade do rotor em rad/s.

ω_s - frequência de deslize, sendo que $\omega_s = \omega - \omega_r$.

As equações elétricas da máquina nos referenciais de interesse são dadas a seguir [4].

A.2.1 Referencial imóvel em relação ao estator

É obtido pelas seguintes condições:

$$\dot{\theta} = 0; \quad \dot{\theta}_r = -\omega_r$$

Então as equações elétricas (A.1) e (A.2) se tornam:

$$\dot{\lambda}_s = -R_s i_s + V_s \quad (\text{A.7})$$

$$\dot{\lambda}_r = -R_r i_r - \omega_r J \lambda_r + V_r \quad (\text{A.8})$$

A.2.2 Referencial imóvel em relação ao rotor

É obtido pelas seguintes condições:

$$\dot{\theta} = \omega_r; \quad \dot{\theta}_r = 0$$

Então as equações elétricas (A.1) e (A.2) se tornam:

$$\dot{\lambda}_s = -R_s i_s + \omega_r J \lambda_s + V_s \quad (\text{A.9})$$

$$\dot{\lambda}_r = -R_r i_r + V_r \quad (\text{A.10})$$

A.2.3 Referencial imóvel em relação ao campo girante

É obtido pelas seguintes condições:

$$\dot{\theta} = \omega; \quad \dot{\theta}_r = \omega_s$$

Então as equações elétricas (A.1) e (A.2) se tornam:

$$\dot{\lambda}_s = -R_s i_s + \omega J \lambda_s + V_s \quad (\text{A.11})$$

$$\dot{\lambda}_r = -R_r i_r + \omega_s J \lambda_r + V_r \quad (\text{A.12})$$

O sistema de referência imóvel em relação ao campo girante, também chamado de referencial síncrono, tem a característica de que juntamente com a alimentação senoidal as variáveis aparecerão como grandezas CC em regime permanente [7], o que é mais interessante para fins de controle.

A.3 Conjugado e Velocidade

A.3.1 Equações de conjugado em um referencial arbitrário

Considerando a representação da máquina em dois eixos, uma expressão para o conjugado eletromagnético pode ser obtida a partir de equação de potência como [4]:

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (\text{A.13})$$

que também pode ser escrita como:

$$T_e = \frac{3P}{2} [(\lambda_{dm} + L_{sl} i_{ds}) i_{qs} - (\lambda_{qm} + L_{sl} i_{qs}) i_{ds}]$$

donde tiramos a expressão de conjugado escrita em termos das componentes de fluxo de entreferro λ_{qm} e λ_{dm} dada por:

$$T_e = \frac{3P}{2}(\lambda_{dm}i_{qs} - \lambda_{qm}i_{ds}) \quad (\text{A.14})$$

Considerando que os fluxos são relacionados com as correntes pelas seguintes equações algébricas

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (\text{A.15})$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (\text{A.16})$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (\text{A.17})$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (\text{A.18})$$

e substituindo λ_{qs} e λ_{ds} em (A.13) pelas correspondentes expressões (A.15) e (A.16), temos:

$$T_e = \frac{3P}{2}[(L_s i_{ds} + M i_{dr})i_{qs} - (L_s i_{qs} + M i_{qr})i_{ds}]$$

$$T_e = \frac{3P}{2}[L_s i_{ds} i_{qs} + M i_{dr} i_{qs} - L_s i_{qs} i_{ds} + M i_{qr} i_{ds}]$$

donde obtemos a expressão de conjugado em função das correntes como a seguir:

$$T_e = \frac{3P}{2} M [i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}] \quad (\text{A.19})$$

Resolvendo (A.17) e (A.18) para i_{qr} e i_{dr} e substituindo em (A.19), obtemos:

$$T_e = \frac{3P}{2} M \left[\left(\frac{\lambda_{dr} - M i_{ds}}{L_r} \right) i_{qs} - \left(\frac{\lambda_{qr} - M i_{qs}}{L_r} \right) i_{ds} \right]$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{M}{L_r} [\lambda_{dr} i_{qs} - M i_{ds} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds} - M i_{qs} i_{ds}]$$

donde

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{M}{L_r} [\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}] \quad (\text{A.20})$$

ou ainda, resolvendo (A.17) e (A.18) para i_{qs} e i_{ds} e substituindo em (A.20), como a seguir:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{M}{L_r} \left[\lambda_{dr} \left(\frac{\lambda_{qr} - L_r i_{qr}}{M} \right) - \lambda_{qr} \left(\frac{\lambda_{dr} - L_r i_{dr}}{M} \right) \right]$$

chega-se a:

$$T_e = \frac{3P}{2} [\lambda_{dr} i_{qr} - \lambda_{qr} i_{dr}] \quad (\text{A.21})$$

que também pode ser escrita como:

$$T_e = \frac{3P}{2} [(\lambda_{dm} + L_{lr} i_{dr}) i_{qr} - (\lambda_{qm} + L_{lr} i_{qr}) i_{dr}]$$

(sendo que L_{lr} é a indutância de dispersão de rotor) donde obtemos:

$$T_e = \frac{3P}{2} [\lambda_{dm} i_{qr} - \lambda_{qm} i_{dr}] \quad (\text{A.22})$$

Obs.: As expressões de conjugado acima são para um referencial arbitrário, isto é, independem do referencial adotado.

A.3.2 Equação de velocidade

A velocidade do rotor é relacionada ao conjugado, T_e , pela seguinte expressão:

$$\dot{\omega}_r = \frac{P}{J_m} (T_e - T_l) \quad (\text{A.23})$$

onde J_m é o momento de inércia do sistema e T_l é o conjugado resistente da carga.

A.4 Representação de Estado

Como o interesse deste trabalho é na máquina com rotor em gaiola, é considerado que $V_{qr} = V_{dr} = 0$. Também vamos separar a parte elétrica da parte mecânica para efeito de representação de estado. Maiores detalhes sobre as manipulações algébricas envolvidas são apresentados no Apêndice B.

A.4.1 Parte elétrica

Reescrevendo as equações (A.5) e (A.6) de modo que as correntes sejam dadas em função dos fluxos temos:

$$i_s = a\lambda_s - c\lambda_r \quad (\text{A.24})$$

$$i_r = b\lambda_r - c\lambda_s \quad (\text{A.25})$$

onde

$$a = \frac{1}{\sigma L_s}; \quad b = \frac{1}{\sigma L_r}$$

sendo σ o parâmetro de dispersão, dado por:

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

e

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

Substituindo (A.24) e (A.25) nas expressões (A.11) e (A.12), obtemos a equação dinâmica de fluxo tendo os fluxos como variáveis de estado [16], como a seguir:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qr} \\ \dot{\lambda}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -aR_s & -\omega & cR_s & 0 \\ \omega & -aR_s & 0 & cR_s \\ cR_r & 0 & -bR_r & -\omega_s \\ 0 & cR_r & \omega_s & -bR_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

Também podemos transformar a equação (A.26) de modo a obtermos uma representação que tenha somente grandezas de estator como variáveis de estado.

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -R_s & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{aR_r}{L_r} & -a\omega_r & -(aR_s + bR_r) & -\omega_s \\ a\omega_r & \frac{aR_r}{L_r} & \omega_s & -(aR_s + bR_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \quad (A.27)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ a & 0 \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix}$$

As equações (A.26) e (A.27) têm como entrada a tensão V_s , ou seja, elas representam a máquina alimentada em tensão. Pode-se também considerar a máquina alimentada em corrente (através de um inversor de corrente [62]). Neste caso, obtemos o modelo em corrente como a seguir (ver Apêndice B):

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{qr} \\ \dot{\lambda}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_s \\ \omega_s & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (A.28)$$

Como pode ser visto pela equação acima, a máquina alimentada em corrente pode ser representada por um modelo idealizado de segunda ordem [37] que não considera as grandezas de estator.

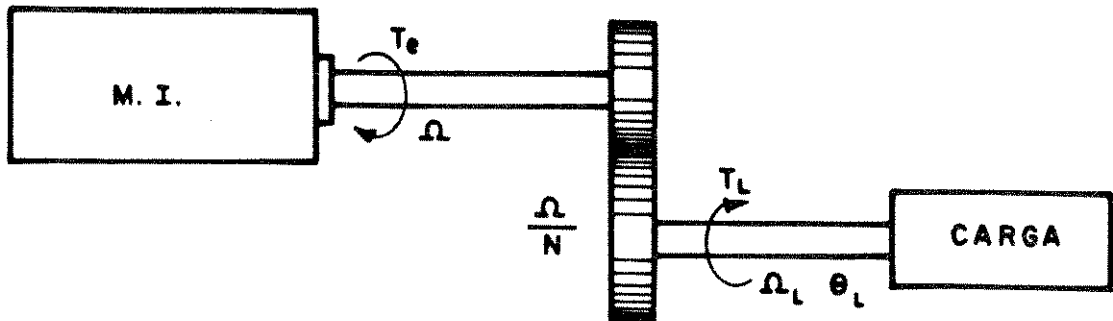


Figura A.2: Redução mecânica entre a máquina e carga.

A.4.2 Parte mecânica

Para obter a equação de estado da parte mecânica, vamos considerar que existe uma redução mecânica, N , entre o eixo da máquina e a carga como mostra a Fig. A.2.

Sendo ω_l e θ_l respectivamente a velocidade e a posição angular da carga, temos que o conjugado resistente da carga será:

$$T_L = J_L \ddot{\theta}_L + C_{2L} \dot{\theta}_L + C_{1L} \theta_L + C_{0L} \quad (\text{A.29})$$

onde

- J_L inércia da carga.
- C_{2L} atrito viscoso da carga.
- C_{1L} atrito proporcional a posição (laminador p. ex.).
- C_{0L} conjugado constante de carga.

Sendo T_m o conjugado resistente no eixo da máquina temos:

$$T_m = \frac{T_L}{N} \quad (\text{A.30})$$

que do ponto de vista da máquina será:

$$T_e = J_m \ddot{\theta}_m + C_{2m} \dot{\theta}_m + T_L \quad (\text{A.31})$$

Substituindo (A.30) em (A.29) e substituindo o resultado em (A.31), temos:

$$T_e = J_m \ddot{\theta}_m + C_{2m} \dot{\theta}_m + \frac{1}{N} (J_L \ddot{\theta}_L + C_{2L} \dot{\theta}_L + C_{1L} \theta_L + C_{0L}) \quad (\text{A.32})$$

desde que

$$\theta_L = \frac{\theta_m}{N} \quad (\text{A.33})$$

podemos escrever

$$T_e = J_m \ddot{\theta}_m + C_{2m} \dot{\theta}_m \frac{J_L}{N^2} \ddot{\theta}_m + \frac{C_{2L}}{N^2} \dot{\theta}_m + \frac{C_{1L}}{N^2} \theta_m + \frac{C_{0L}}{N} \quad (\text{A.34})$$

ou ainda

$$T_e = (J_m + \frac{J_L}{N^2}) \ddot{\theta}_m + (C_{2m} + \frac{C_{2L}}{N^2}) \dot{\theta}_m + \frac{C_{1L}}{N^2} \theta_m + \frac{C_{0L}}{N} \quad (\text{A.35})$$

Fazendo

$$J_T = J_m + \frac{J_L}{N^2} \quad (\text{A.36})$$

$$C_2 = C_{2m} + \frac{C_{2L}}{N^2} \quad (\text{A.37})$$

$$C_1 = \frac{C_{1L}}{N^2} \quad (\text{A.38})$$

teremos

$$\ddot{\theta}_m = \frac{1}{J_T} T_e - \frac{C_2}{J_T} \dot{\theta}_m - \frac{C_1}{J_T} \theta_m - \frac{C_0}{J_T N} \quad (\text{A.39})$$

Se for considerado ainda um conjugado de atrito seco agindo na saída do redutor é necessário acrescentar um outro termo à equação mecânica dado por:

$$\frac{1}{J_T N} C_{0s} \text{ sinal } \Omega \quad (\text{A.40})$$

onde Ω é a velocidade mecânica. A equação (A.39) ficará então:

$$\ddot{\theta}_m = \frac{1}{J_T} T_e - \frac{C_2}{J_T} \dot{\theta}_m - \frac{C_1}{J_T} \theta_m - \frac{1}{J_T N} (C_0 + C_{0s} \text{ sinal } \Omega) \quad (\text{A.41})$$

Temos que:

$$\dot{\theta}_m = \Omega ; \quad \Omega = \frac{\omega_r}{P} ; \quad \theta_m = \frac{\theta_e}{P}$$

sendo θ_e a posição angular elétrica. Convertendo (A.41) para grandezas elétricas obtemos:

$$\ddot{\theta}_e = \frac{P}{J_T} T_e - \frac{C_2}{J_T} \dot{\theta}_e - \frac{C_1}{J_T} \theta_e - \frac{P}{J_T N} (C_0 + C_{0s} \text{ sinal } \Omega) \quad (\text{A.42})$$

Fazendo $\dot{x}_1 = \dot{\theta}_e$ e $\dot{x}_2 = \ddot{\theta}_e$ podemos escrever a equação mecânica na forma de equação de estado como a seguir:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{C_1}{J_T} & -\frac{C_2}{J_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{P}{J_T} \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J_T N} (C_0 + C_{0s} \text{ sinal } \Omega) \end{bmatrix} \quad (\text{A.43})$$

A.5 Considerações sobre o Modelo de Estado

Para a máquina alimentada em tensão, pode-se notar que o sistema completo considerando parte mecânica mais a parte elétrica é de ordem seis, além de ser variante no tempo e não linear. A não linearidade surge na equação de conjugado em que duas variáveis de estado (fluxo ou corrente) aparecem multiplicadas. Este sistema pode ser linearizado em torno de um ponto de operação [33]. Contudo, o controle direto em tempo real de um sistema de ordem seis, não estacionário e de dinâmica rápida, pode exigir algoritmos que demandem uma pesada carga computacional para serem implementados. Assim, o mais conveniente é manter as duas partes elétrica e mecânica separadas. Este procedimento de separação das partes mecânicas e elétricas é baseado em certas hipóteses [16] [40] em que é considerado que os modos mecânicos são dominantes em relação aos modos elétricos. Admitindo esta possibilidade de separação e considerando que a velocidade angular mecânica é mensurável, o modelo da máquina de indução pode ser estabelecido na forma de uma equação de estado linear e não estacionário.

A.6 Outros Fenômenos a Serem Eventualmente Considerados

A modelagem apresentada na seção anterior pressupõe uma série de idealizações (bastante comentadas na literatura) na descrição física da máquina. Entretanto, dependendo da aplicação, podem ser necessários modelos mais detalhados. Neste caso, é interessante ir incorporando ao modelo alguns fenômenos físicos normalmente desprezados nos modelos idealizados. Estes fenômenos são sucintamente comentados a seguir.

A.6.1 Saturação

Por questões econômicas, as máquinas elétricas são projetadas para operarem ligeiramente na região de saturação, quando atingidas as condições nominais.

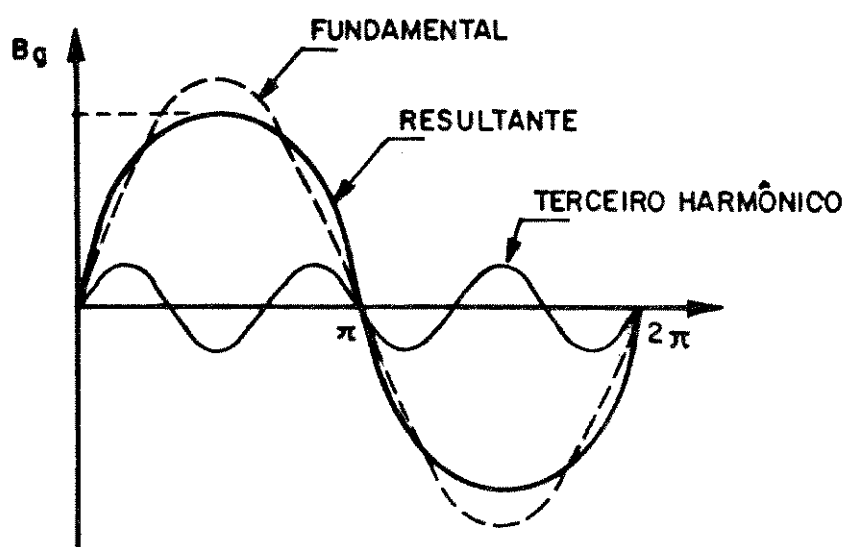


Figura A.3: Efeito da saturação no fluxo de entreferro.

Uma máquina CA ligada em Y e alimentada por uma tensão senoidal não possui nenhum componente harmônico na corrente de estator. Entretanto, o fluxo no entreferro apresentará um conteúdo harmônico que será função do nível de saturação da máquina. Pode-se distinguir dois tipos de efeitos devidos à saturação, dependendo de onde esta ocorre.

Quando a saturação ocorre nos dentes do estator ou rotor, o fluxo resultante de entreferro inclui todos os harmônicos ímpares, sendo que o terceiro harmônico é o dominante para todos os níveis de saturação. Assim, a saturação nos dentes pode ser modelada pela superposição do terceiro harmônico ao componente fundamental do fluxo no entreferro, como mostra a figura A.3.

A saturação pode ocorrer ainda nos núcleos do estator e do rotor, causando também a presença de componentes harmônicos. Mas, na prática, a saturação nos dentes é mais comum devido ao fato da quantidade de ferro existente no núcleo ser muito maior do que nos dentes e também porque nos dentes existe uma densidade de fluxo bem mais elevada [17].

O modelamento dinâmico da máquina assíncrona considerando a saturação não é um procedimento trivial [47], mas o problema pode ser tratado de modo mais simples dependendo da aplicação desejada [39]. Em [32], por exemplo, é utilizado um método bastante simplificado para se compensar a indutância de magnetização, M , que tende a diminuir com o crescimento da corrente devido ao aumento da saturação.

A.6.2 Efeito pelicular

O efeito pelicular provoca uma distribuição irregular de corrente nos condutores e é dependente da frequência rotórica. As consequências deste efeito estão no aumento da resistência rotórica e na diminuição da indutância de dispersão de rotor na medida em que a frequência rotórica cresce. Para se levar em conta o efeito pelicular, é possível se aplicar

certos fatores de correção na resistência rotórica e na indutância de dispersão, os quais são calculados em função da geometria das barras do rotor [47]. Em condições nominais, entretanto, a frequência de rotor é muito baixa e o efeito pelicular não é relevante.

Quando a máquina é alimentada por conversores estáticos, normalmente são evitadas frequências fundamentais maiores do que a frequência de rotor em condições nominais, mas por outro lado, a corrente de rotor pode apresentar um conteúdo harmônico suficiente para fazer com que o efeito pelicular se torne presente [19], podendo ser necessário corrigir-se a resistência e a indutância de dispersão em função deste fenômeno.

A.6.3 Perdas no ferro

As perdas no ferro são decorrentes da dissipação de energia na forma de calor em materiais magnéticos sujeitos a um fluxo variável [17]. Se necessário, estas perdas podem ser introduzidas no modelo da máquina de indução representando-as por uma resistência, R_{fe} , colocada em paralelo com a indutância mútua, M , de forma que

$$R_{fe} = \frac{3V_m^2}{P_{fe}} \quad (\text{A.44})$$

onde V_m é a tensão induzida aplicada à indutância mútua e P_{fe} é a perda total no ferro. É interessante notar que a alimentação por conversores estáticos pode aumentar significativamente tais perdas, devido ao fato dos sinais de alimentação não serem senoidais.

Apêndice B

Representação de Estado da Máquina de Indução

Reescrevendo as equações algébricas em que os fluxos são dados em função das correntes

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (\text{B.1})$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (\text{B.2})$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (\text{B.3})$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (\text{B.4})$$

É interessante escrever um conjunto de equações em que as correntes sejam dadas somente em função dos fluxos.

De (B.3) temos:

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{M}{L_r} i_{qs} \quad (\text{B.5})$$

Substituindo (B.5) em (B.1)

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{M^2}{L_r} i_{qs}$$

$$i_{qs} = \left(\frac{1}{L_s - \frac{M^2}{L_r}} \right) \lambda_{qs} - \left(\frac{M/L_r}{L_s - \frac{M^2}{L_r}} \right) \lambda_{qr}$$

que pode se escrita como:

$$i_{qs} = \left(\frac{L_r}{L_s L_r - M^2}\right)\lambda_{qs} - \left(\frac{M}{L_s L_r - M^2}\right)\lambda_{qr} \quad (\text{B.6})$$

Definindo

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (\text{B.7})$$

onde σ é chamado de parâmetro (ou coeficiente) de dispersão e a seguir definindo:

$$a = \frac{1}{\sigma L_s} = \frac{L_r}{L_s L_r - M^2} \quad (\text{B.8})$$

Definindo também

$$c = \frac{1 - \sigma}{\sigma M} = \frac{M}{L_s L_r - M^2} \quad (\text{B.9})$$

Combinando (B.6) com (B.8) e (B.9), temos:

$$i_{qs} = a\lambda_{qs} - c\lambda_{qr} \quad (\text{B.10})$$

De modo semelhante, resolvendo (B.4) para i_{dr} temos:

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r}\lambda_{dr} - \frac{M}{L_r}i_{ds} \quad (\text{B.11})$$

e substituindo (B.11) em (B.2) chegamos a:

$$i_{ds} = a\lambda_{ds} - c\lambda_{dr} \quad (\text{B.12})$$

Agora substituindo (B.1) em (B.3) e resolvendo para i_{qr} de modo a obter:

$$i_{qr} = \left(\frac{L_s}{L_s L_r - M^2}\right)\lambda_{qr} - \left(\frac{M}{L_s L_r - M^2}\right)\lambda_{qs} \quad (\text{B.13})$$

Definindo

$$b = \frac{1}{\sigma L_r} = \frac{L_s}{L_s L_r - M^2} \quad (\text{B.14})$$

temos que (B.13) pode ser escrita como:

$$i_{qr} = b\lambda_{qr} - c\lambda_{qs} \quad (\text{B.15})$$

e de modo análogo substituindo (B.2) em (B.4), obtemos

$$i_{dr} = b\lambda_{dr} - c\lambda_{ds} \quad (\text{B.16})$$

As equações (B.10), (B.12), (B.15) e (B.16) formam o conjunto de equações algébricas com as correntes escritas em função dos fluxos.

$$i_{qs} = a\lambda_{qs} - c\lambda_{qr} \quad (\text{B.17})$$

$$i_{ds} = a\lambda_{ds} - c\lambda_{dr} \quad (\text{B.18})$$

$$i_{qr} = b\lambda_{qr} - c\lambda_{qs} \quad (\text{B.19})$$

$$i_{dr} = b\lambda_{dr} - c\lambda_{ds} \quad (\text{B.20})$$

As equações elétricas da máquina são

$$\dot{\lambda}_{qs} = -R_s i_{qs} - \omega \lambda_{ds} + V_{qs} \quad (\text{B.21})$$

$$\dot{\lambda}_{ds} = -R_s i_{ds} + \omega \lambda_{qs} + V_{ds} \quad (\text{B.22})$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = -R_r i_{qr} - \omega_s \lambda_{dr} \quad (\text{B.23})$$

$$\dot{\lambda}_{qs} = -R_r i_{dr} + \omega_s \lambda_{qr} \quad (\text{B.24})$$

Substituindo (B.17 - B.20) em (B.21 - B.24) de modo a eliminar as correntes e tomando os fluxos como variáveis de estado chegamos a:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qr} \\ \dot{\lambda}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -aR_s & -\omega & cR_s & 0 \\ \omega & -aR_s & 0 & cR_s \\ cR_r & 0 & -bR_r & -\omega_s \\ 0 & cR_r & \omega_s & -bR_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.25})$$

Pode-se também obter equações tendo outras grandezas como variáveis de estado.

Resolvendo (B.17) e (B.18) para λ_{qr} e λ_{dr} respectivamente, temos

$$\lambda_{qr} = \frac{a\lambda_{qs} - i_{qs}}{c} \quad \Rightarrow \quad \dot{\lambda}_{qr} = \frac{a\dot{\lambda}_{qs} - \dot{i}_{qs}}{c} \quad (\text{B.26})$$

$$\lambda_{dr} = \frac{a\lambda_{ds} - i_{ds}}{c} \quad \Rightarrow \quad \dot{\lambda}_{dr} = \frac{a\dot{\lambda}_{ds} - \dot{i}_{ds}}{c} \quad (\text{B.27})$$

Resolvendo também (B.1) e (B.2) para i_{qr} e i_{dr} , temos:

$$i_{qr} = \frac{\lambda_{qs} - L_s i_{qs}}{M} \quad (\text{B.28})$$

$$i_{dr} = \frac{\lambda_{ds} - L_s i_{ds}}{M} \quad (\text{B.29})$$

Substituindo $\dot{\lambda}_{qr}$, λ_{dr} e i_{qr} em (B.23) por seus correspondentes valores de (B.26), (B.27) e (B.28) como a seguir

$$\frac{a\dot{\lambda}_{qs} - \dot{i}_{qs}}{c} = \omega_s \frac{a\lambda_{ds} - i_{ds}}{c} - R_r \frac{\lambda_{qs} - L_s i_{qs}}{M} \quad (\text{B.30})$$

Substituindo agora (B.21) em (B.30) de modo a eliminar $\dot{\lambda}_{qs}$ chega-se a seguinte expressão:

$$\dot{i}_{qs} = -\omega a \lambda_{ds} + a V_{qs} - R_s a i_{qs} + \omega_s a \lambda_{ds} - \omega_s i_{ds} + \frac{R_r c}{M} \lambda_{qs} - \frac{R_r c L_s}{M} \dot{i}_{qs}$$

Observando que

$$\frac{c}{M} = \frac{a}{L_r}; \quad \frac{c L_s}{M} = b \quad \text{e que} \quad (\omega - \omega_s) = \omega_r$$

chega-se finalmente a:

$$\dot{i}_{qs} = \frac{a R_r}{L_r} \lambda_{qs} - a \omega_r \lambda_{ds} - (a R_s + b R_r) i_{qs} - \omega_s i_{ds} + a V_{qs} \quad (\text{B.31})$$

De modo análogo pode ser obtida também a equação para a variável de estado i_{ds} .

$$\dot{i}_{ds} = a \omega_r \lambda_{qs} + \frac{a R_r}{L_r} \lambda_{ds} + \omega_s i_{qs} - (a R_s + b R_r) i_{ds} + a V_{ds} \quad (\text{B.32})$$

Agrupando (B.21), (B.22), (B.31) e (B.32) obtemos a equação dinâmica em termos de grandezas estatóricas como a seguir

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -R_s & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{a R_r}{L_r} & -a \omega_r & -(a R_s + b R_r) & -\omega_s \\ a \omega_r & \frac{a R_r}{L_r} & \omega_s & -(a R_s + b R_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ a & 0 \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.33})$$

Apêndice C

Modelagem Discreta - Obtenção das Equações de Estado Discretas

Na seção (2.2) foi obtida a seguinte equação no tempo discreto

$$\lambda(k+1) = A^d \lambda(k) + B^d \bar{u}(k) \quad (C.1)$$

onde

$$\begin{aligned} A^d &= \text{bloco-diag} (A_1^d, A_2^d) \\ B^d &= \text{bloco-diag} (B_1^d, B_2^d) \end{aligned}$$

$$\bar{u}(k) = u(k) + A_c \lambda(k) \quad (C.2)$$

sendo que $u(k) = [V_s' \quad 0']'$ com 0 sendo o vetor nulo de dimensão dois e

$$A_c \lambda(k) = [-R_s i_s' \quad -R_r i_r']'$$

Assim substituindo (C.2) em (C.1) resulta:

$$\begin{bmatrix} \lambda_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d & O \\ O & A_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1^d & O \\ O & B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s(k) - R_s i_s(k) \\ 0 - R_r(k) i_r(k) \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d & O \\ O & A_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -B_1^d R_s i_s(k) \\ -B_2^d R_r i_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -B_1^d \\ O \end{bmatrix} V_s(k)$$

Substituindo (B.17) - (B.20) na equação acima de modo a eliminar i_s e i_r e rearranjando como a seguir

$$\begin{bmatrix} \lambda_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d & O \\ O & A_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -aR_s B_1^d & cR_s B_1^d \\ cR_r B_2^d & -bR_r B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1^d \\ 0 \end{bmatrix} V_s(k)$$

donde

$$\begin{bmatrix} \lambda_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d - aR_s B_1^d & cR_s B_1^d \\ cR_r B_2^d & A_2^d - bR_r B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1^d \\ O \end{bmatrix} V_s(k) \quad (\text{C.4})$$

que corresponde a equação (2.17).

Fazendo em (C.3)

$$\lambda_r(k) = \frac{i_s(k) - a\lambda_s(k)}{-c}; \quad \lambda_r(k+1) = \frac{i_s(k+1) - a\lambda_s(k+1)}{-c}$$

e também

$$i_r(k) = \frac{\lambda_s(k) - L_s i_s(k)}{M}$$

temos

$$\begin{bmatrix} \lambda_s(k+1) \\ \frac{i_s(k+1) - a\lambda_s(k+1)}{-c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d & O \\ O & A_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ \frac{i_s(k) - a\lambda_s(k)}{-c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1^d & O \\ O & B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s(k) - R_s i_s(k) \\ -R_r(k) \frac{\lambda_s(k) - L_s i_s(k)}{M} \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

Resolvendo a equação (C.5) obtemos o seguinte sistema:

$$\lambda_s(k+1) = A_1^d \lambda_s(k) - R_s B_1^d i_s(k) + B_1^d V_s(k) \quad (\text{C.6})$$

$$i_s(k+1) = a\lambda_s(k+1) + A_2^d [i_s(k) - a\lambda_s(k)] - R_r \frac{-c}{M} B_2^d [\lambda_s - L_s i_s] \quad (\text{C.7})$$

Substituindo agora por (C.6) a variável $\lambda_s(k+1)$ em (C.7), esta se torna:

$$i_s(k+1) = a[A_1^d \lambda_s(k) - R_s B_1^d i_s(k) + B_1^d V_s(k)] + A_2^d i_s(k) - a A_2^d \lambda_s(k) + R_r \frac{c}{M} B_2^d [\lambda_s(k) - L_s i_s(k)]$$

Considerando que

$$\frac{c}{M} = \frac{a}{L_r} \quad \text{e} \quad \frac{c L_s}{M} = b$$

e agrupando os termos como

$$i_s(k+1) = a(A_1^d - A_2^d + \frac{R_r}{L_r} B_2^d) \lambda_s + (A_2^d - a R_s B_1^d - b R_r B_2^d) i_s + a B_1^d V_s(k)$$

Juntando a equação acima com (C.6) e escrevendo na forma matricial obtemos

$$\begin{bmatrix} \lambda_s(k+1) \\ i_s(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d & -R_s B_1^d \\ a(A_1^d - A_2^d + \frac{R_r}{L_r} B_2^d) & (A_2^d - a R_s B_1^d - b R_r B_2^d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ i_s(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1^d \\ a B_1^d \end{bmatrix} V_s(k) \quad (\text{C.8})$$

que corresponde a equação (2.18)

Finalmente, fazendo em (C.3)

$$\lambda_s(k) = \frac{i_s(k) + c \lambda_r(k)}{a} \quad \text{e} \quad \lambda_s(k+1) = \frac{i_s(k+1) + c \lambda_r(k+1)}{a}$$

e também

$$i_r(k) = \frac{\lambda_r(k) - M i_s(k)}{L_r}$$

temos

$$\begin{bmatrix} \frac{i_s(k+1) + c \lambda_r(k+1)}{a} \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d & O \\ O & A_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{i_s(k) + c \lambda_r(k)}{a} \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1^d & O \\ O & B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s(k) - R_s i_s(k) \\ -R_r(k) \frac{\lambda_r - M i_s}{L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{C.9})$$

Resolvendo a equação (C.9) obtemos o seguinte sistema:

$$i_s(k+1) = -c\lambda_r(k+1) + A_1^d(i_s(k) + c\lambda_r(k)) + aB_1^d(V_s - R_s i_s(k)) \quad (\text{C.10})$$

$$\lambda_r(k+1) = A_2^d\lambda_r(k) - \frac{R_r}{L_r}(\lambda_r(k) - Mi_s(k)) \quad (\text{C.11})$$

Substituindo (C.11) de modo a eliminar $\lambda_r(k+1)$ em (C.10), esta então fica:

$$i_s(k+1) = -c(A_2^d\lambda_r(k) - B_2^d R_r \frac{\lambda_r(k) - Mi_s}{L_r}) + A_1^d i_s(k) + A_1^d c\lambda_r(k) + aB_1^d V_s - aB_1^d R_s i_s(k)$$

Reagrupando a equação acima como

$$i_s(k+1) = (A_1^d - aR_s B_1^d - cM \frac{R_r}{L_r} B_2^d) i_s(k) + (cA_1^d - cA_2^d + c \frac{R_r}{L_r} B_2^d) \lambda_r(k) \quad (\text{C.12})$$

Fazendo

$$\frac{R_r}{L_r} = \frac{1}{T_r} \quad \text{e} \quad -cM = (1 - \frac{1}{\sigma})$$

e agrupando (C.12) com (C.11) na forma matricial temos:

$$\begin{bmatrix} i_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d - aR_s B_1^d + (1 - \frac{1}{\sigma}) \frac{1}{T_r} B_2^d \\ M \frac{1}{T_r} B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} aB_1^d \\ 0 \end{bmatrix} V_s(k) \quad (\text{C.13})$$

que corresponde a equação (2.19).

Apêndice D

Não Singularidade da Matriz Φ_{ab}

Reescrevendo a equação (C.13) como

$$\begin{bmatrix} i_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{aa} & \Phi_{ab} \\ \Phi_{ba} & \Phi_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma_a \\ O \end{bmatrix} V_s(k) \quad (D.1)$$

donde

$$\Phi_{ab} = c(A_1^d - A_2^d + \frac{1}{T_r} B_2^d)$$

que escrita na forma expandida (ver expressões 2.12 e 2.13) fica:

$$\Phi_{ab} = c \begin{bmatrix} \cos(\omega h) - \cos(\omega_s h) + \frac{\text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} \frac{1}{T_r} & -\text{sen}(\omega h) + \text{sen}(\omega_s h) + \frac{\text{cos}(\omega_s h) - 1}{\omega_s} \frac{1}{T_r} \\ \text{sen}(\omega h) - \text{sen}(\omega_s h) - \frac{\text{cos}(\omega_s h) - 1}{\omega_s} \frac{1}{T_r} & \cos(\omega h) - \cos(\omega_s h) + \frac{\text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (D.2)$$

Como na expressão acima ω e ω_s variam, torna-se trabalhoso a verificação da não singularidade de Φ_{ab} por método analítico.

Considerando que na faixa de operação de interesse da máquina ω_r varia de cerca -400 a $+400$ rad/seg. e ω_s varia de -20 a $+20$ rad/seg pode-se facilmente, com computador, verificar ponto a ponto o comportamento do determinante de Φ_{ab} para estes valores. Escolhendo arbitrariamente um intervalo de amostragem, $h = 10ms$ a Fig. D.1 mostra a variação do determinante de Φ_{ab} em função de ω e ω_r . Pode-se notar que o determinante é mínimo para valores de ω_r próximos de zero. Ampliando-se a região em que ω_r é pequeno como mostra a Fig. D.2 (que foi traçada para ω_r variando de -4 a

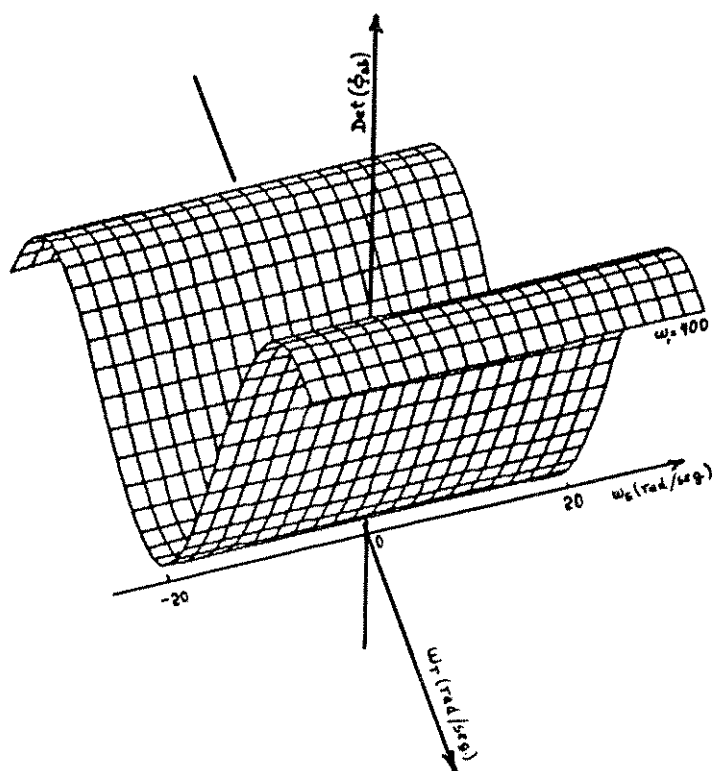


Figura D.1: Determinante de Φ_{ab} em função da variação de ω_r (-400 a +400 rad/seg.) e de ω_s (-20 a +20 rad/seg.).

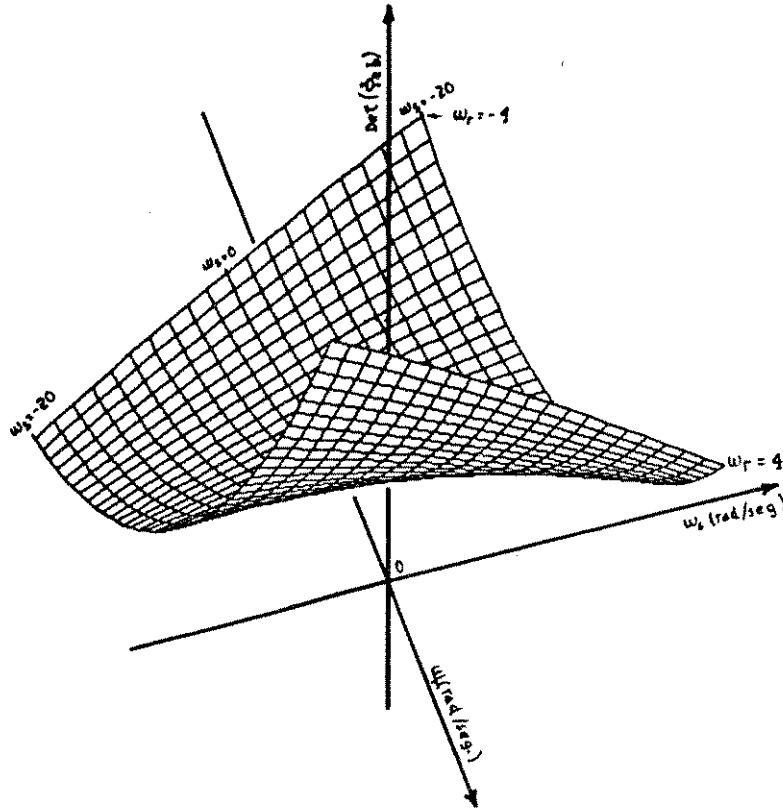


Figura D.2: Determinante de Φ_{ab} para velocidades próximas de zero.

+4 rad/seg. e mantendo-se ω_s variando de -20 a $+20$ rad/seg.) pode-se perceber melhor a variação do determinante nesta região. A Fig. D.3 mostra $Det.(\Phi_{ab})$ em função da velocidade para cada valor de ω_s .

O intervalo, $h=10\text{ms}$, que foi arbitrariamente escolhido para traçar estas figuras, é excessivamente grande para aplicações práticas. Se tomarmos um intervalo menor, digamos $h=1\text{ms}$, a Fig. D.3a é alterada para a forma mostrada na Fig. D.3b e neste caso podemos praticamente considerar que $Det(\Phi_{ab})$ é mínimo para velocidade nula, ou seja $\omega_r = 0$. Substituindo este valor em (D.1) e lembrando que $\omega = \omega_r + \omega_s$, esta reduz-se a:

$$\Phi_{ab} = c \begin{bmatrix} \frac{\text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} \frac{1}{T_r} & \frac{\text{cos}(\omega_s h) - 1}{\omega_s} \frac{1}{T_r} \\ -\frac{\text{cos}(\omega_s h) - 1}{\omega_s} \frac{1}{T_r} & \frac{\text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{D.3})$$

cujo determinante será:

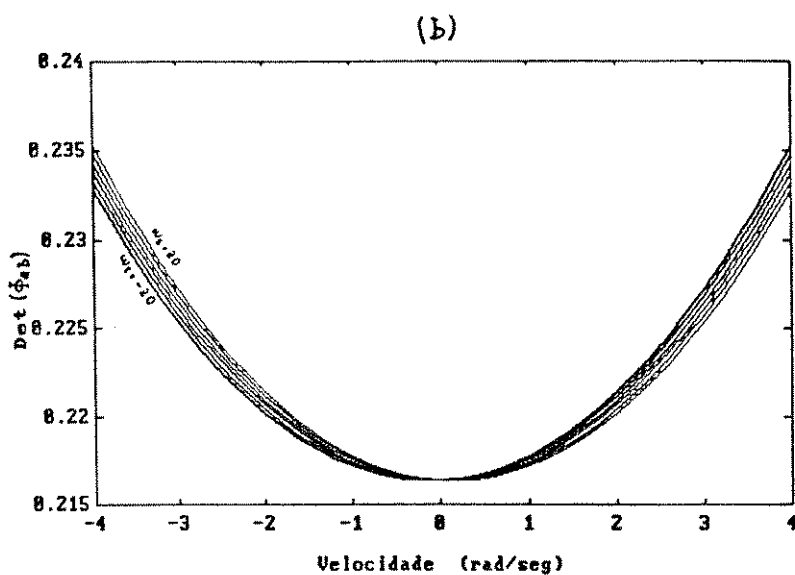
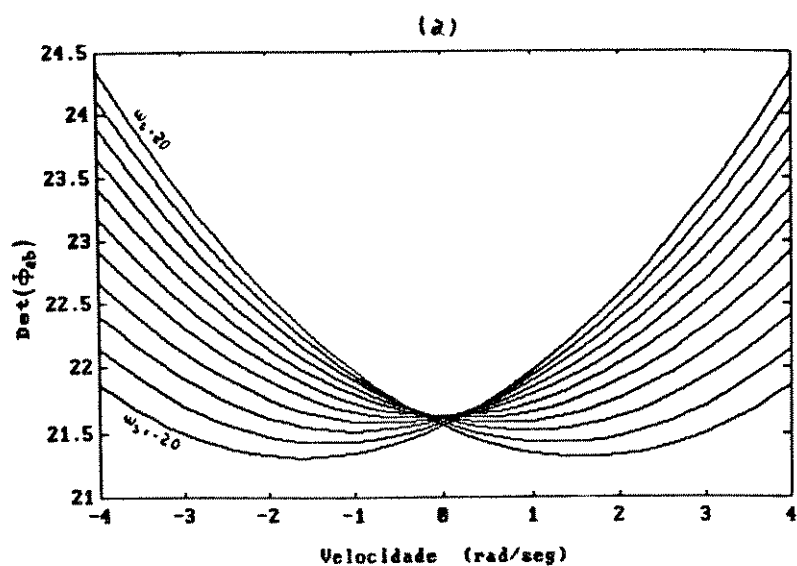


Figura D.3: (a) Determinante de Φ_{ab} em função da velocidade para cada valor de ω_s .
 (b) Determinante de Φ_{ab} para $h = 1\text{ms}$.

$$\det(\Phi_{ab}) = \frac{2c^2}{T_r^2 \frac{1}{h^2}} \left(\frac{1 - \cos(\omega_s h)}{\omega_s^2 h^2} \right) \quad (\text{D.4})$$

É fácil ver que para ω_s diferente de zero o determinante de Φ_{ab} será maior do que zero e tende para $h^2 c^2 / T_r^2$ a medida em que o termo $\omega_s h$ se aproxima de zero, desde que o limite do termo entre parênteses tende para 1/2 quando isto acontece.

Apêndice E

Obtenção da Expressão (3.15)

Pelo passo 1 do algoritmo temos:

$$T_1 = \begin{bmatrix} H \\ H\Phi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} O \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & O \\ \Phi_{aa} & \Phi_{ab} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} O \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & O \\ -\Phi_{ab}^{-1}\Phi_{aa} & \Phi_{ab}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} O \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O \\ \Phi_{ab}^{-1} \end{bmatrix}$$

A matriz de transformação, T, é computada no passo 2 como:

$$T = \begin{bmatrix} T_1 & \Phi T_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O & I \\ \Phi_{ab}^{-1} & \Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1} \end{bmatrix} \quad (\text{E.1})$$

e a matriz na forma companheira, $\bar{\Phi}$ é obtida no passo 3 como a seguir:

$$\bar{\Phi} = T^{-1}\Phi T = \begin{bmatrix} -\Phi_{ab}\Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1} & \Phi_{ab} \\ I & O \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{aa} & \Phi_{ab} \\ \Phi_{ba} & \Phi_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} O & I \\ \Phi_{ab}^{-1} & \Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1} \end{bmatrix}$$

Pode ser mostrado que¹:

$$\Phi_{ab}\Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1} = \Phi_{bb}$$

então

$$\bar{\Phi} = \begin{bmatrix} -\Phi_{bb} & \Phi_{ab} \\ I & O \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & \Phi_{aa} + \Phi_{bb} \\ \Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1} & \Phi_{ba} + \Phi_{bb}^2\Phi_{ab}^{-1} \end{bmatrix}$$

$$\bar{\Phi} = \begin{bmatrix} O & -\Phi_{bb}\Phi_{aa} - \Phi_{bb}^2 + \Phi_{ab}\Phi_{ba} + \Phi_{ab}\Phi_{bb}^2\Phi_{ab}^{-1} \\ I & \Phi_{aa} + \Phi_{bb} \end{bmatrix}$$

¹Ver nota no final do Apêndice E.

$$\bar{\Phi} = \begin{bmatrix} O & -\Phi_{bb}\Phi_{aa} + \Phi_{ab}\Phi_{ba} \\ I & \Phi_{aa} + \Phi_{bb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O & -F_0 \\ I & -F_1 \end{bmatrix} \quad (\text{E.2})$$

onde:

$$-F_0 = -\Phi_{bb}\Phi_{aa} + \Phi_{ab}\Phi_{ba} \quad \text{e} \quad -F_1 = \Phi_{aa} + \Phi_{bb}$$

A matriz transformada de saída \bar{H} é:

$$\bar{H} = HT = [O \quad I] \quad (\text{E.3})$$

e a expressão transformada de erro é dada por:

$$e(k+1) = [\bar{\Phi} - \bar{L}\bar{H}]e(k)$$

Considerando

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_0 \\ \bar{L}_1 \end{bmatrix}$$

temos:

$$[\bar{\Phi} - \bar{L}\bar{H}] = \begin{bmatrix} O & -F_0 - \bar{L}_0 \\ I & -F_1 - \bar{L}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O & -M_0 \\ I & -M_1 \end{bmatrix}$$

cujo polinômio característico $P(z)$ é:

$$P(z) = Iz^2 + M_1z + M_0$$

sendo que

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_0 \\ \bar{L}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_0 - F_0 \\ M_1 - F_1 \end{bmatrix}$$

Uma vez estabelecidos M_0 e M_1 como no passo 4 do algoritmo obtem-se \bar{L} de (E.4). A matriz de ganho L então será:

$$L = T\bar{L} = \begin{bmatrix} O & I \\ \Phi_{ab}^{-1} & \Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_0 - \Phi_{bb}\Phi_{aa} + \Phi_{ab}\Phi_{ba} \\ M_1 + \Phi_{aa} + \Phi_{bb} \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} M_1 + \Phi_{aa} + \Phi_{bb} \\ \Phi_{ab}^{-1}M_0 - (\Phi_{ab}^{-1}\Phi_{bb}\Phi_{aa}) + \Phi_{ba} + \Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1}M_1 + (\Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1}\Phi_{aa}) + \Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1}\Phi_{bb} \end{bmatrix}$$

O produto $\Phi_{ab}^{-1}\Phi_{bb}$ é comutativo,² então os termos entre parênteses na linha 2 de L são cancelados e obtemos:

$$L = \begin{bmatrix} G \\ \Phi_{ab}^{-1}(M_0 + \Phi_{bb}G) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{aa} \\ \Phi_{ba} \end{bmatrix}$$

onde $G = M_1 + \Phi_{bb}$

²As matrizes Φ_{ab} e Φ_{bb} são de uma forma particular como: $\Phi_{ab} = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix}$ e $\Phi_{bb} = \begin{bmatrix} c & -d \\ d & c \end{bmatrix}$, sendo portanto comutativas. Então: $\Phi_{ab}\Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1} = \Phi_{bb}\Phi_{ab}\Phi_{ab}^{-1} = \Phi_{bb}$. Ainda, desde que $\Phi_{ab}\Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1} = \Phi_{bb}$, multiplicando ambos os lados à esquerda por Φ_{ab}^{-1} obtemos: $\Phi_{bb}\Phi_{ab}^{-1} = \Phi_{ab}^{-1}\Phi_{bb}$.

Apêndice F

Parâmetros da Máquina Utilizada nas Simulações

2-HP, 110/190-V, 10.2/5.9A, 4-polos, 60-Hz

Resistência de estator	R_s	1.5 Ω
Resistência de rotor	R_r	1.6 Ω
Indutância de estator	L_s	109 mH
Indutância de rotor	L_r	115 mH
Indutância mútua	M	98 mH
Momento de inércia	J_m	0.008 kg.m
Atrito viscoso de carga	C_1	0.02323 Nms

Apêndice G

Listagens dos Principais Programas

Programa de aquisição de dados

```
#include <stdio.h>
#include <stdarg.h>
#include <stdlib.h>
#include <conio.h>
#include <dos.h>
#include <math.h>
/* constantes */

#define FALSE 0
#define TRUE 1

#define AnalogReadControlRegister 0x02E2
#define AnalogReadStatusRegister 0x02E2
#define AnalogReadRegister 0x22E2

#define AnalogWriteControlRegister 0x12E2
#define AnalogWriteRegister 0x32E2

#define BinaryReadRegister          0x22E2
#define BinaryWriteRegister        0x22E2

#define TimerCounter0 0x82E2
#define TimerCounter1 0x92E2
#define TimerCounter2 0xA2E2
#define TimerCounterControlRegister 0xB2E2

#define DeviceNoRegister 0xC2E2
#define InterruptControlRegister 0xD2E2

#define BinaryDeviceCode 8
#define AnalogDeviceCode 9
#define EnableAnalogAD 1
#define DisableAnalogAD 0
```

```
#define AnalogOut0 0x0000
#define AnalogOut1 0x0100

#define DisableAllInterrupts 0
#define IRQInterrupt 0x04
#define NotEOCInterrupt 0xFFFB
#define ClearLocalInterrupt 0x80

#define OFFSET 2047
#define FAIXA 10
#define BITS_POR_VOLT 204.8
#define VOLTS_POR_BIT 4.8828e-3
#define PI 3.1415927

#define COLUNA 50
#define LINHA 5

#define FREQUENCIA 1022727L
#define DIVISOR 2
#define MODO0 0x36
#define MODO1 0x74
#define MODO2 0xB4
#define PARARO 0x38
#define PARAR1 0x78
#define TRINCO2 0x80

#define PIC_OCW1 0x21
#define PIC_OCW2 0x20
#define EOI 0x20

#define AMOSTRAS 200
#define NUMCANAIS 4

#define canal0 0x0000
#define canal1 0x0100
#define canal2 0x0200
#define canal3 0x0300

/* variaveis globais */

float entrada0;
float entrada1;
float entrada2;
float entrada3;

int ad0;
int ad1;
int ad2;
int ad3;
```

```
float saida0;
float saida1;

int da0;
int da1;
/* passo mecanico */
int mec;

unsigned pulsos;
unsigned leitura_atual;
unsigned leitura_anterior;

int leituras[AMOSTRAS][NUMCANAIS+1];
int sample = 0;
unsigned amostragem = 0;

unsigned digital;

long int taxa;

FILE *fp;

void interrupt (*vetorIRQn) ();
char irq;
int IRQn;
unsigned enableIRQn, disableIRQn;

int conta = 0;
/* prototipos das funcoes */

void interrupt (*getvect (int)) ();
void inicializar (void);
void interrupt amostra (void);
void restore (void);
void parar (void);
void espera (int);
void controle (void);
void marca_passo (void);

/* programa principal */

main (int argc, char *argv[])

{
    int i;
    mec=0;
    if (argc != 3)
```

```

{
    printf ("Uso: acirq <taxa de amostragem> <amostrar?>\n");
    exit (-1);
}

taxa = atoi (argv[1]);

if (argv[2][0] == 's' | argv[2][0] == 'S')
{
    amostragem = TRUE;
    fp=fopen("leituras.dat","w");
}
else
    amostragem = FALSE;

/* ATENCAO: A LINHA DE INTERRUPCAO SENDO UTILIZADA E' IRQ3 */
/* ALTERAR A LINHA SEGUINTE SE QUISER UTILIZAR OUTRA INTERRUPCAO */

irq = '3';
IRQn = irq - '0';
disableIRQn = 1 << IRQn;
enableIRQn = 0xff & ~disableIRQn;

clrscr ();

inicializar ();

for (i = 0; i < NUMCANAIS; i++)
{
    gotoxy (10,10+i);
    printf ("Entrada analogica do canal %d =", i);
}

gotoxy (10,15);
printf ("Pulsos durante este periodo:");

do
{
    marca_passo ();
    espera (100);
}
while (!kbhit () && ((sample < AMOSTRAS) | !amostragem));

parar ();
restore ();

if (!amostragem)
    exit (0);

```

```

printf (" Canal 0      Canal 1      Canal 2      Canal 3      Pulsos\n");

for (i = 0; i < sample; i++)
{
    printf ("Amostra %3i: %7.3f %7.3f %9.3f %9.3f %i\n", i,
(leituras[i][0] - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT * 2,
(leituras[i][1] - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT * 2,
(leituras[i][2] - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT * 44.35,
(leituras[i][3] - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT * 44.44,
leituras[i][4]);

    fprintf (fp," %7.3f %7.3f %9.3f %9.3f %i\n",
(leituras[i][0] - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT * 2,
(leituras[i][1] - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT * 2,
(leituras[i][2] - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT * 44.35,
(leituras[i][3] - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT * 44.44,
leituras[i][4]);
}
}

/* * * * * * * * * */

/*.....*/

void interrupt amostra (void)
{
#ifdef interativo
    outport (DeviceNoRegister, AnalogDeviceCode);
#else
    asm mov dx, DeviceNoRegister
    asm mov ax, AnalogDeviceCode
    asm out dx, ax
#endif
    mec++;
    if (mec > 0)
    {
        mec =0;
#ifdef interativo
        outport (TimerCounterControlRegister, TRINCO2);
        leitura_atual = inport (TimerCounter2);
#else
        asm mov dx, TimerCounterControlRegister

```

```

asm mov ax, TRINCO2
asm out dx, ax
asm mov dx, TimerCounter2
asm in ax, dx
asm mov leitura_atual, ax
#endif

pulsos = leitura_anterior - leitura_atual;
leitura_anterior = leitura_atual;
}

#ifdef interativo
outport (AnalogWriteControlRegister, AnalogOut0);
outport (AnalogWriteRegister, da0);
outport (AnalogWriteControlRegister, AnalogOut1);
outport (AnalogWriteRegister, da1);
#else
asm mov dx, AnalogWriteControlRegister
asm mov ax, AnalogOut0
asm out dx, ax

asm mov dx, AnalogWriteRegister
asm mov ax, da0
asm out dx, ax

asm mov dx, AnalogWriteControlRegister
asm mov ax, AnalogOut1
asm out dx, ax

asm mov dx, AnalogWriteRegister
asm mov ax, da1
asm out dx, ax
#endif

#ifdef interativo
outport (DeviceNoRegister, BinaryDeviceCode);
outport (BinaryWriteRegister, digital);

outport (DeviceNoRegister, AnalogDeviceCode);
#else
asm mov dx, DeviceNoRegister
asm mov ax, BinaryDeviceCode
asm out dx, ax

asm mov dx, BinaryWriteRegister
asm mov ax, digital
asm out dx, ax

asm mov dx, DeviceNoRegister

```

```

asm mov ax, AnalogDeviceCode
asm out dx, ax
#endif

#ifdef interativo
outport (AnalogReadControlRegister, EnableAnalogAD | canal0);
outport (AnalogReadControlRegister, EnableAnalogAD | canal1);

while (inport (AnalogReadStatusRegister) & 1);

outport (AnalogReadControlRegister, DisableAnalogAD | canal1);
ad0 = inport (AnalogReadRegister);
#else
asm mov dx, AnalogReadControlRegister
asm mov ax, EnableAnalogAD or canal0
asm out dx, ax

asm mov ax, EnableAnalogAD or canal1
asm out dx, ax

asm mov dx, AnalogReadStatusRegister
wait0:
asm in ax, dx
asm and ax, 1
asm jnz wait0

asm mov dx, AnalogReadControlRegister
asm mov ax, DisableAnalogAD or canal1
asm out dx, ax

asm mov dx, AnalogReadRegister
asm in ax, dx
asm mov ad0, ax
#endif

#ifdef interativo
outport (AnalogReadControlRegister, EnableAnalogAD | canal1);
outport (AnalogReadControlRegister, EnableAnalogAD | canal2);

while (inport (AnalogReadStatusRegister) & 1);

outport (AnalogReadControlRegister, DisableAnalogAD | canal2);
ad1 = inport (AnalogReadRegister);
#else
asm mov dx, AnalogReadControlRegister
asm mov ax, EnableAnalogAD or canal1
asm out dx, ax

asm mov ax, EnableAnalogAD or canal2

```

```

asm out dx, ax

asm mov dx, AnalogReadStatusRegister
wait1:
asm in ax, dx
asm and ax, 1
asm jnz wait1

asm mov dx, AnalogReadControlRegister
asm mov ax, DisableAnalogAD or canal2
asm out dx, ax

asm mov dx, AnalogReadRegister
asm in ax, dx
asm mov ad1, ax
#endif

#ifdef interativo
  output (AnalogReadControlRegister, EnableAnalogAD | canal2);
  output (AnalogReadControlRegister, EnableAnalogAD | canal3);

  while (inport (AnalogReadStatusRegister) & 1);

  output (AnalogReadControlRegister, DisableAnalogAD | canal3);
  ad2 = inport (AnalogReadRegister);
#else
  asm mov dx, AnalogReadControlRegister
  asm mov ax, EnableAnalogAD or canal2
  asm out dx, ax

  asm mov ax, EnableAnalogAD or canal3
  asm out dx, ax

  asm mov dx, AnalogReadStatusRegister
wait2:
  asm in ax, dx
  asm and ax, 1
  asm jnz wait2

  asm mov dx, AnalogReadControlRegister
  asm mov ax, DisableAnalogAD or canal3
  asm out dx, ax

  asm mov dx, AnalogReadRegister
  asm in ax, dx
  asm mov ad2, ax
#endif

#ifdef interativo

```



```

output (AnalogReadControlRegister, EnableAnalogAD | canal3);
output (AnalogReadControlRegister, EnableAnalogAD | canal0);

while (inport (AnalogReadStatusRegister) & 1);

output (AnalogReadControlRegister, DisableAnalogAD | canal0);
ad3 = inport (AnalogReadRegister);
#else
asm mov dx, AnalogReadControlRegister
asm mov ax, EnableAnalogAD or canal3
asm out dx, ax

asm mov ax, EnableAnalogAD or canal0
asm out dx, ax

asm mov dx, AnalogReadStatusRegister
wait3:
asm in ax, dx
asm and ax, 1
asm jnz wait3

asm mov dx, AnalogReadControlRegister
asm mov ax, DisableAnalogAD or canal0
asm out dx, ax

asm mov dx, AnalogReadRegister
asm in ax, dx
asm mov ad3,ax
#endif

conta++;

if (sample < AMOSTRAS)
{
    leituras[sample][0] = ad0;
    leituras[sample][1] = ad1;
    leituras[sample][2] = ad2;
    leituras[sample][3] = ad3;
    leituras[sample][4] = pulsos;
    sample++;
}

controle ();

#ifdef interativo
output (InterruptControlRegister, ClearLocalInterrupt);
output (InterruptControlRegister, IRQInterrupt);
outportb (PIC_OCW2, EOI);
#else

```

```

asm mov dx, InterruptControlRegister
asm mov ax, ClearLocalInterrupt
asm out dx, ax

asm mov dx, InterruptControlRegister
asm mov ax, IRQInterrupt
asm out dx, ax

asm mov dx, PIC_OCW2
asm mov ax, EOI
asm out dx, ax
#endif

}

/*.....*/

void inicializar (void)
{
    unsigned short int intmask;
    unsigned int contagem;

    outportb (InterruptControlRegister, DisableAllInterrupts);

    outport (DeviceNoRegister, AnalogDeviceCode);
    espera(1);
    outport (AnalogReadControlRegister, NotEOCInterrupt & canal0);

    /* o "1" na linha seguinte e' para desativar interrupcoes */
    /* pelo relógio de tempo real */

    intmask = inportb (PIC_OCW1) | 1;
    outportb (PIC_OCW1, intmask & enableIRQn);
    espera (1);
    outportb (PIC_OCW1, intmask & enableIRQn);

    intmask = inportb (PIC_OCW1);

    if (intmask & (~enableIRQn & 0xff))
    {
        gotoxy (16,20);
        printf ("IRQ%c nao foi habilitada!\n", IRQn);
        printf ("Abortando o programa\n");
        exit (-1);
    }

    outportb (InterruptControlRegister, ClearLocalInterrupt);

```

```

gotoxy (14, LINHA+12);
printf ("Interrupcao de final de conversao habilitada\n");

contagem = (FREQUENCIA / (taxa * DIVISOR)) + 1;

outportb (TimerCounterControlRegister, MODO0);
outportb (TimerCounter0, DIVISOR % 256);
outportb (TimerCounter0, DIVISOR / 256);

outportb (TimerCounterControlRegister, MODO1);
outportb (TimerCounter1, contagem % 256);
outportb (TimerCounter1, contagem / 256);

outportb (TimerCounterControlRegister, MODO2);
outportb (TimerCounter2, 0);
outportb (TimerCounter2, 0);

vetorIRQn = getvect (IRQn + 8);

setvect (IRQn + 8, amostra);

outport (DeviceNoRegister, BinaryDeviceCode);

while (inport (BinaryReadRegister) & 1)
    outport (BinaryWriteRegister, 1);

outport (BinaryWriteRegister, 0);

outport (InterruptControlRegister, ClearLocalInterrupt);

outport (InterruptControlRegister, IRQInterrupt);

}

/*.....*/

void controle (void)

{
/*
    int i;
    float sum = 0.0;
*/
/* corpo das funcoes de controle */

    da0 = conta;
    da1 = conta;

```

```

digital = conta;

/* esse comando e' so' para avaliar o tempo gasto em operacoes de PF

for (i = 0; i < iteracoes; i++)
    sum += i * PI;
*/
/* final do corpo das funcoes de controle */
}

/*.....*/

void restore (void)

{
    setvect (IRQn + 8, vetorIRQn);
}

/*.....*/

void parar (void)

{
    unsigned short int intmask;

    intmask = inportb (PIC_OCW1) | disableIRQn;

    outportb (PIC_OCW1, intmask & 0xFE); /* para reativar relógio de tempo real */
    espera (1);
    outportb (PIC_OCW1, intmask & 0xFE);

    outportb (TimerCounterControlRegister, PARARO);
    outportb (TimerCounterControlRegister, PARAR1);
    espera (1000);
    outportb (InterruptControlRegister, DisableAllInterrupts);
    espera (1000);
}

/*.....*/

void espera (int tempo)

{
    int i, j;

    for (i = 0; i < tempo; i++)
        for (j = 0; j < 10; j++)
            ;
}

```

```
}

/*****

/* Processamento fora da rotina de interrupcao */

void marca_passo (void)

{
    float entrada;
    int i;

    i = 0;
    entrada = (ad0 - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT;
    gotoxy (41,10+i++);
    printf ("%+8.3f", entrada);

    entrada = (ad1 - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT;
    gotoxy (41,10+i++);
    printf ("%+8.3f", entrada);

    entrada = (ad2 - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT;
    gotoxy (41,10+i++);
    printf ("%+8.3f", entrada);

    entrada = (ad3 - OFFSET) * VOLTS_POR_BIT;
    gotoxy (41,10+i);
    printf ("%+8.3f", entrada);

    gotoxy (41,15);
    printf ("%6d", pulsos);
}
```

Programa de lote para compilação de programas escritos em C para o TMS320

```

dspcl -g -id:\dsptools -k -s %1
dsplnk %1.cmd init.obj %1.obj -c -l rts.lib -l flib.lib -m %1.map -o %1.out
rem dsplnk %1.cmd -l rts.lib -l flib.lib
dsprom -t %1.out
echo %1.tag > convhex
echo %1.hex >> convhex
dsp2int < convhex
del convhex

```

Programa de interface com o módulo de processamento de sinais SWDS

```

/*****
/*
Este programa carrega um programa executavel na placa do SWDS.
O programa a ser carregado deve estar no formato hexadecimal da
INTEL, obtido a partir dos programas DSPROM e DSP2INT, utilizando
os comandos abaixo:

DSPROM -T <ARQUIVO DE SAIDA DO LINKER> <ARQUIVO.TAG>
DSP2INT
e entrar com: <ARQUIVO.TAG>
<ARQUIVO.HEX>

O arquivo assim obtido sera' lido por este programa e carregado
na memoria do SWDS e comecara' a rodar a partir do endereco 0.

Linguagem: Turbo C
Nao faz uso de graficos nem ponto flutuante.

*/

/*****

#include <stdio.h>
#include <math.h>

#define HOLD 0x80
#define RESET 0x40

```

```
#define EMU 0x20
#define BRAF 0x10
#define CBC 0x08
#define CLKSEL 0x04
#define MC1 0x02
#define MC0 0x01

#define EXP2_0 0xE0
#define BLK 0x10
#define BIO 0x08
#define INT2_0 0x07

#define XF 0x10

char c0, c1;
char st;
char far *CTRL0 = 0xDF000000;
char far *CTRL1 = 0xDF000001;
char far *STATUS = 0xDF000000;
char far *PROG = 0xD2000000;
char far *DADOS = 0xDC8E0000;

void para_TMS ();
void parte_TMS ();
void le_programa ();

/* * * * * * * * * */

main ()
{
    para_TMS ();
    le_programa ();
    parte_TMS ();
}

/* * * * * * * * * */

void le_programa ()
{
```

```

int i, numbytes, endereco;
unsigned char dados[100];
char buf[13], linha[80];
FILE *fp;

printf ("Entre com o nome do arquivo hex\n");
gets (buf);

strcat (buf, ".hex");

if ((fp = fopen (buf, "r")) == NULL)
{
    printf ("Erro abrindo arquivo %s\n", buf);
    exit (-1);
}

while (fgets (linha, 80, fp) != NULL)
{
    numbytes = parse_linha (linha, &endereco, dados);

    for (i = 0 ; i < numbytes; i++)
*PROG++ = dados[i];
}

/* * * * * * * * * */

int parse_linha (char *l, int *end, int *da)
{
    int i, numbytes, tipo;
    unsigned dig;
    unsigned char *bytes;

    bytes = da;

    if (*l++ != ':')
        return -1;

    numbytes = (*l++ - '0') * 16;
    numbytes += *l++ - '0';

    *end = 0;

    for (i = 0; i < 4; i++)
    {
        *end += 16;
        *end += (*l > '9') ? (*l++ - '7') : (*l++ - '0');
    }
}

```



```

l++;
if ((tipo = *l++ - '0') == 1)
    return -1;

for (i = 0; i < numbytes; i++)
{
    dig = (*l > '9') ? (*l++ - '7') * 16 : (*l++ - '0') * 16;
    dig += (*l > '9') ? (*l++ - '7') : (*l++ - '0');
    *bytes++ = dig;
}

return numbytes;
}

/* * * * * * */

void para_TMS ()
{
    c0 = ~RESET & ~HOLD & ~CLKSEL & ~MC1 & ~MCO;
    c1 = ~EXP2_0 & ~BLK;

    *CTRL0 = c0;
    *CTRL1 = c1;

    while ((st = *STATUS) & HOLD)
        st = 0;
}

/* * * * * * */

void parte_TMS ()
{
    c0 = HOLD | ~RESET & ~CLKSEL & ~MC1 & ~MCO;
    c1 = ~EXP2_0 & ~BLK & ~BIO;

    *CTRL0 = c0;
    *CTRL1 = c1;

    c0 = HOLD | RESET | ~CLKSEL & ~MC1 & ~MCO;
    c1 = ~EXP2_0 & ~BLK & ~BIO;

    *CTRL0 = c0;
    *CTRL1 = c1;
}

```

Programa do Observador

```

/* Observador reduzido */

#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <float.h>
#include <ctype.h>
#include <math.h>

/* Definição dos parametros fixos e dos a serem estimados */

#define Rs                7.5
#define Lls               0.02594
#define Llr               0.02594
#define Rr_inicial       6.78
#define M_inicial        0.2846

#define f                 60

#define ITER              500

    /* Matrizes de covariancia - Filtro de Kalman */

#define V00                0.0002127
#define V01                0.0000958
#define V11                0.0002374
#define R00                0.002241
#define R01                -0.000471
#define R10                -0.000471
#define R11                0.002984
#define Sinic00            100
#define Sinic01            0
#define Sinic10            0
#define Sinic11            200

    /* Parametros do filtro de velocidade 5Hz - h = 2ms - 2a. ordem */

/* #define Av2                -1.91119706742607 */
/* #define Av3                0.91497583480143 */
/* #define Bv1                0.00094469184384 */
/* #define Bv2                0.00188938368768 */
/* #define Bv3                Bv1 */

    /* Parametros do filtro de velocidade 10Hz - h = 2ms - 2a. ordem */

#define Av2                -1.822694925
#define Av3                0.837181651
#define Bv1                0.003621682
#define Bv2                0.007243363

```

```

#define Bv3          Bv1

#define pulsos_por_rot 4000
#define pi           3.1415926
#define dois_pi      6.2831853
#define raiz3        0.57735

/* Passo de amostragem */

#define h           0.002

int i, Wi, si, nn, tetai, k;

float tabcos[400], tabsen[400], cosdes[161], sendes[161];
float sen_theta, cos_theta, costheta[630], sentheta[630];
float M, Rr, a, b, c, Sg,Tr,Tro, SgoTro, Mo, Ls, Lr, M2, LsLr;
float lrqc, lrdc, L00, L01, veto1, veto2;
float B2200, B2201, Gamaa00, Gamaa01, DetFab;
float Faa00, Faa01, Fab00, Fab01, Fba00, Fba01, Fbb00, Fbb01;
float VV[2][2], Z[2], Zo[2], VVS[2][2], S00, S01, S10, S11;
float G[2][2], SVt[2][2], VSR[2][2], DetVSR;
float ia[ITER], ib[ITER], Vab[ITER], Vbc[ITER];
float vqss, vdss, iqss, idss, Vqs, Vds;
float iqs, ids, iqc[4], idc[4], iqf, idf;
float Vqsm, Vdsm, iqsm, idsm, iq, id;
float Wr, Wrc, Wrm1, Wrm2, Wrcm1, Wrcm2, pulsos[ITER];
float theta, vel_rad, W, s, lambrq, lambrd, lq[4], ld[4];
float Rstd[ITER][4]
FILE *fp1;
FILE *fp3;

main (argc, argv)
int argc;
char *argv[];

{

/* Abre um arquivo contendo os dados: Iab, Ibc, Vab, Vbc e pulsos
obtido por simulac~ao ou medic~ao. So' para operac~ao off-line */

if ((fp1 = fopen("l_59hz.dat", "r")) == NULL)
{
printf ("Erro abrindo arquivo dadoir.dat\n");
exit (-1);
}

/* Abre um arquivo para os resultados das estimac~oes */

fp3 = fopen("res.dat", "w");

```

```

M = M_inicial;
Rr = Rr_inicial;
Ls = Lls + M;
Lr = Llr + M;
M2=M*M;
LsLr = Ls*Lr;
a = Lr/(LsLr - M2);
c = M/(LsLr - M2);
Tro = Rr/Lr; Tr = 1/Tro;
SgoTro = -M2*Tro/(LsLr-M2);
Mo = Tro*M;

/* Tabelas de cossenos e senos */

for (i = 0; i <= 400; i++)
{
    tabcos[i] = cos(i*h);
    tabsen[i] = sin(i*h);
}
for (i=0; i <= 160; i++)
{
    cosdes[i] = cos(0.25*(i-80)*h);
    sendes[i] = sin(0.25*(i-80)*h);
}
for (i=0; i <= 628; i++)
{
    costheta[i] = cos(i*0.01);
    sentheta[i] = sin(i*0.01);
}
/* Condicoes iniciais */

lrqc = 0.0;
lrdc = 0.0;
Vqsm = 0; Vdsm = 0;
iqsm = 0; idsm = 0;

theta = 0;
vel_rad = (8*pi)/(h*pulsos_por_rot);
W = dois_pi*f;

/* Matriz de covariancia inicial "S" */

S00 = Sinic00; S01 = Sinic01; S10 = Sinic10; S11 = Sinic11;

nn=0;

fscanf(fp1, "%f %f %f %f %f\n", &ia[0], &ib[0], &Vab[0], &Vbc[0], &pulsos[0]);

```

```

Wr = pulsos[0]*vel_rad;
Wrm1 = Wr; Wrm2 = Wrm1; Wrcm1 = Wrm1; Wrcm2 = Wrm1;

for (i = 1; i < ITER; i++)

{
  fscanf(fp1, "%f %f %f %f %f\n", &ia[i], &ib[i], &Vab[i],
      &Vbc[i], &pulsos[i]);

  /* Filtragem da velocidade */

  Wr = pulsos[i]*vel_rad;
  Wrc = -Av2*Wrcm1 -Av3*Wrcm2 +Bv1*Wr +Bv2*Wrm1 +Bv3*Wrm2;
  Wrm2 = Wrm1; Wrm1 = Wr;

  /* Calcula a frequencia de deslize s */

  s = W-Wrc;

  Wrcm2 = Wrcm1; Wrcm1 = Wrc;

/* Transformacao abc / dqs */

  vqss = Vab[i];
  vdss = -raiz3*Vbc[i] - raiz3*(Vab[i] + Vbc[i]);
  iqss = ia[i];
  idss = -raiz3*ib[i] - raiz3*(ia[i] +ib[i]);

/* Transformacao dqs / dq */

  tetai = 100*theta;

  cos_theta = costheta[tetai]; sen_theta = sentheta[tetai];

  Vqs = cos_theta*vqss - sen_theta*vdss;
  Vds = sen_theta*vqss + cos_theta*vdss;
  iqs = cos_theta*iqss - sen_theta*idss;
  ids = sen_theta*iqss + cos_theta*idss;

  theta = theta + W*h;

  if (theta >= dois_pi)
  {
theta = theta - dois_pi;
  }

  iq = iqs;
  iqsm = iqs;
  id = ids;
  idsm = ids;

```

```

idsm = ids;

Wi = W;
si = 4*(s+20);

/* Calculo das matrizes variantes da eq. de estado discreta */

Gamaa00 = a*tabsen[Wi]/W; Gamaa01 = a*(tabcos[Wi]-1)/W;

B2200 = sendes[si]/s; B2201 = (cosdes[si]-1)/s;

Faa00 = tabcos[Wi] - Gamaa00*Rs + B2200*SgoTro;
Faa01 = -tabsen[Wi] - Gamaa01*Rs + B2201*SgoTro;

Fbb00 = cosdes[si] - B2200*Tro;
Fbb01 = -sendes[si] - B2201*Tro;

Fab00 = (tabcos[Wi] - Fbb00)*c;
Fab01 = (-tabsen[Wi] - Fbb01)*c;

Fba00 = B2200*Mo;
Fba01 = B2201*Mo;

/* Observador de ordem reduzida */
/* Calc. da matriz de realiment. " L " - polos em zero */

DetFab = Fab00*Fab00 + Fab01*Fab01;

L00 = (Fbb00*Fab00 + Fbb01*Fab01)/DetFab;
L01 = (-Fbb00*Fab01 + Fbb01*Fab00)/DetFab;

/* Calc. do termo de correcao " Cor " */

veto1 = iqs - Faa00*iq - Faa01*id - Gamaa00*Vqsm - Gamaa01*Vdsm -
Fab00*lrqc - Fab01*lrdc;

veto2 = ids +Faa01*iq - Faa00*id + Gamaa01*Vqsm - Gamaa00*Vdsm +
Fab01*lrqc - Fab00*lrdc;

Vqsm = Vqs; Vdsm = Vds;

/* Calc. do fluxo estimado */

lrqc = Fbb00*lrqc + Fbb01*lrdc +
Fba00*iq + Fba01*id + L00*veto1 + L01*veto2;

lrdc = -Fbb01*lrqc + Fbb00*lrdc
-Fba01*iq + Fba00*id - L01*veto1 + L00*veto2;

```

```

/* Salva valores estimados na matriz Rstd */

Rstd[i][0] = lrqc;
Rstd[i][1] = lrdc;
Rstd[i][2] = lrc;
Rstd[i][3] = Rrc;
Rstd[i][4] = Mc;

/* Filtro de Kalman */
if (i > 17)
{
nn++;
lq[nn]= lrqc; ld[nn]= lrdc;
iqc[nn] = iq; idc[nn] = id;

if (nn > 2)
{
lambrq = (lq[nn] + lq[nn-1] + lq[nn-2])/3;
lambrd = (ld[nn] + ld[nn-1] + ld[nn-2])/3;
iqf = (iqc[nn] + iqc[nn-1] + iqc[nn-2])/3;
idf = (idc[nn] + idc[nn-1] + idc[nn-2])/3;

nn=0;

VV[0][0] = lambrq - cosdes[si]*lambrq + sendes[si]*lambrd;
VV[1][0] = lambrd - sendes[si]*lambrq - cosdes[si]*lambrd;
VV[0][1] = - B2200*iqf - B2201*idf;
VV[1][1] = B2201*iqf - B2200*idf;

Z[0] = - B2200*lambrq - B2201*lambrd;
Z[1] = B2201*lambrq - B2200*lambrd;

SVt[0][0] = S00*VV[0][0] + S01*VV[0][1];
SVt[0][1] = S00*VV[1][0] + S01*VV[1][1];
SVt[1][0] = S10*VV[0][0] + S11*VV[0][1];
SVt[1][1] = S10*VV[1][0] + S11*VV[1][1];

VSR[0][0] = VV[0][0]*SVt[0][0] + VV[0][1]*SVt[1][0] + R00;
VSR[0][1] = VV[0][0]*SVt[0][1] + VV[0][1]*SVt[1][1] + R01;
VSR[1][0] = VV[1][0]*SVt[0][0] + VV[1][1]*SVt[1][0] + R10;
VSR[1][1] = VV[1][0]*SVt[0][1] + VV[1][1]*SVt[1][1] + R11;

/* Calc. da inv. de VSR */

DetVSR = VSR[0][0]*VSR[1][1] - VSR[0][1]*VSR[1][0];

G[0][0] = (SVt[0][0]*VSR[1][1] - SVt[0][1]*VSR[1][0])/DetVSR;
G[0][1] = (-SVt[0][0]*VSR[0][1] + SVt[0][1]*VSR[0][0])/DetVSR;

```

```

G[1][0] = (SVt[1][0]*VSR[1][1] - SVt[1][1]*VSR[1][0])/DetVSR;
G[1][1] = (-SVt[1][0]*VSR[0][1] + SVt[1][1]*VSR[0][0])/DetVSR;

Zo[0] = Z[0] - VV[0][0]*Tr - VV[0][1]*M;
Zo[1] = Z[1] - VV[1][0]*Tr - VV[1][1]*M;

Tr = Tr + G[0][0]*Zo[0] + G[0][1]*Zo[1];
M = M + G[1][0]*Zo[0] + G[1][1]*Zo[1];

VVS[0][0] = VV[0][0]*S00 + VV[0][1]*S10;
VVS[0][1] = VV[0][0]*S01 + VV[0][1]*S11;
VVS[1][0] = VV[1][0]*S00 + VV[1][1]*S10;
VVS[1][1] = VV[1][0]*S01 + VV[1][1]*S11;

S00 = S00 - G[0][0]*VVS[0][0] - G[0][1]*VVS[1][0] + V00;
S01 = S01 - G[0][0]*VVS[0][1] - G[0][1]*VVS[1][1] + V01;
S10 = S01;
S11 = S11 - G[1][0]*VVS[0][1] - G[1][1]*VVS[1][1] + V11;

Ls = Lls + M;
Lr = Llr + M;
M2 = M*M; LsLr = Ls*Lr;
Rr = Lr/Tr;
a = Lr/(LsLr - M2);
c = M/(LsLr - M2);
Tro = 1/Tr;
SgoTro = -M2*Tro/(LsLr-M2);
Mo = Tro*M;
}

} /* final do filtro de Kalman */

} /* final do observador */

/* Guarda valores num arquivo res.dat e imprime */

for (i = 1; i < ITER; i++)
{
    printf("%10.4f %10.4f %10.4f %10.4f %10.4f\n",
           Rstd[i][0], Rstd[i][1], Rstd[i][2], Rstd[i][3], Rstd[i][4]);

    fprintf(fp3, "%10.4f %10.4f %10.4f %10.4f %10.4f\n",
           Rstd[i][0], Rstd[i][1], Rstd[i][2], Rstd[i][3], Rstd[i][4]);
}

close (fp1);
close (fp3);

}

```


BIBLIOGRAFIA

- [1] P. J. Alsina, J. E. Chaves Filho e N. S. Gehlot, "Análise comparativa dos observadores de fluxo rotórico para sistemas de acionamentos dos motores de indução", 1990, 8^o CBA -UFPa, Belém, pp. 961-966.
- [2] J. Artime, J. G. Aleixandre and J. Sanz, " On-line adaptation of rotor time constant in squirrel cage induction motors", 1990, ICEM'90 - International Conference on Electrical Machines, MIT, Cambridge, pp. 263-267.
- [3] K. J. Åstrom and B. Wittenmark, "Computer Controlled Systems", 1984, Prentice Hall.
- [4] P. Barre, "Régimes Transitoires des Machines Tournantes Electriques", 1982, Editions Eyrolles, Paris.
- [5] A. Bellini and G. Figalli, "Analysis and design of a microcomputer-based observer for an induction machine", 1988, Automatica, vol.24, no.4, pp. 549-555.
- [6] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines", 1972, Siemens Review XXXIX, no.5, pp. 217-220.
- [7] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", 1986, Prentice-Hall.
- [8] C. P. Bottura e G. Barreto, "Veículos elétricos", 1989, Editora da UNICAMP, Campinas.
- [9] C. P. Bottura, "Análise linear de sistemas", 1982, Guanabara Dois S. A., Rio de Janeiro.

- [10] C. P. Bottura, J. L. Silvino and P. Resende, "A flux observer for induction machines based on a time variant discrete model", 1991, APEC'91, Sixth Annual Applied Power Electronics Conference, Dallas, pp. 302-308.
- [11] R. G. Brown, "Introduction to random signal analysis and Kalman filtering", 1983, John Wiley.
- [12] Y. Burian Junior e M. S. Miskulin, "Modelamentos de motores de indução: uma contribuição ao estudo do controle de torque e velocidade", 1975, publicação FEC - UNICAMP 08/75, Campinas.
- [13] W. M. Caminhas, "Estratégias de controle de velocidade de motor de indução", 1989, Tese de Mestrado, CPGEE - UFMG, Belo Horizonte.
- [14] W. M. Caminhas, B. R. Menezes, A. R. Tribuzi e S. R. Silva, "Influência, Identificação e compensação das variações de parâmetros do motor de indução no controle vetorial direto", 1990, 80 CBA - UFPa - Belém, pp. 936-941.
- [15] C. T. Chen, "Linear system theory and design", 1984, Holt, Rinehart and Winston, New York.
- [16] M. P. David, "Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone", 1988, Thèse de Docteur ès-Sciences, INPT, Toulouse.
- [17] A. E. Fitzgerald e C. Kingsley, "Máquinas Elétricas", 1975, McGraw-Hill do Brasil LTDA.
- [18] B. De Fornel and J. C. R. de Oliveira, "Adaptative discrete estimator for induction motor control", 1991, 4th European Conference on Power Electronics and Applications, Firenze, Italy.
- [19] W. Deleroy and J. Woudstra, "The influences of skin effect on transients in squirrel cage induction motors", 1990, ICEM'90 - International Conference on Electrical Machines, MIT, Cambridge, pp. 516-521.

- [20] Y. Dote, "Application of modern control techniques to motor control", 1988, Proceedings of the IEEE, vol.76, no.4, pp. 438-454.
- [21] A. J. Ellison, "Conversão eletromecânica de energia", 1972, Editora da Universidade de São Paulo e Editora Polígono, S. Paulo.
- [22] G. F. Franklin and J. D. Powell, "Digital Control of Dinamic Systems", 1980, Addison-Wesley.
- [23] R. Gabriel, W. Leonhard and C. J. Nordby, "Field-oriented control of a standard AC motor using microprocessors", 1980, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-16, no. 2., pp. 186-192.
- [24] L. J. Garces, "Parameter adaptation for the speed-controlled statics A. C. drives with a squirrel-cage induction motor", 1980, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-16, no. 2, pp. 173-180.
- [25] G. O. Garcia, R. M. Stephan e E. H. Watanabe, "Controle de velocidade de um motor de indução através das técnicas campo orientado indireto e escorregamento controlado", 1990, 8^o CBA, Belém, pp. 955-960.
- [26] A. Gastli and N. Matsui, "V/F PWM inverter with motor parameter identification and voltage auto-boost capabilities", 1990, Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society - IECON'90, pp. 921-926.
- [27] E. Y. Y. Ho, P. C. Sen, "Decoupling control of induction motor drives", 1988, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.35, no. 2, pp.253-262.
- [28] Y. Hori, V. Cotter and Y. Kaya, "A novel induction machine flux observer and its application to a high performance AC drive system", 1987, IFAC, 10th World Congress on Automatic Control, Vol. 3, pp. 355-360, Munich.

- [29] Wu C. Hung, R. M. Stephan e E. H. Watanabe, "Simulação do controle de velocidade de motores de indução pela técnica de campo orientado", 1988, 7^o CBA, pp. 550-555, ITA - São José dos Campos - SP.
- [30] K. Jelassi, B. de Fornel and M. Pietrzak-David, "Influence of the numerical quantization and discretization on the performances of field oriented asynchronous drive", 1990, ICEM'90 - International Conference on Electrical Machines, MIT, Cambridge, pp. 550-555.
- [31] R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems", 1960, Trans. of ASME - J. of Basic Engr., march, pp. 35-45.
- [32] Faeka M. H. Khater, R. D. Lorenz, D. W. Novotny and K. Tang, "Selection of flux level in field-oriented induction machine controllers with consideration of magnetic saturation effects", 1987, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, no.2, pp. 276-282.
- [33] P. C. Krause, "Analysis of Electrical Machinery", 1986, McGraw-Hill.
- [34] R. Krishnan, "Selection criteria for servo motor drives", 1987, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, no.2, pp.270-275.
- [35] R. Krishnan and F. C. Doran, "Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems", 1987, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA-23, no.4, pp. 623-635.
- [36] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "New adaptative flux observer of induction motor for wide speed range motor drives", 1990, Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society - IECON'90, pp. 921-926.
- [37] M. S. Lameiras, B. de Fornel, J. C. R. de Oliveira e M. M. Ribeiro, "Simulação de um acionamento de motor de indução alimentado por garfo de corrente", 1988, 7^o CBA, São José dos Campos, pp.583-587.

- [38] W. Leonhard, "Microcomputer control of high dynamic performance ac-drives - a survey", 1986, *Automatica*, vol.22, no.1, pp. 1-19.
- [39] E. Levi and V. Vučkovic, "A method of rotor flux estimation in saturated field-oriented induction machines", 1990, *ICEM'90 - International Conference on Electrical Machines*, MIT, Cambridge, pp. 344-349.
- [40] A. M. Nogueira Lima, "Commande numérique d'une machine asynchrone", 1989, *Thèse de Docteur de l'INPT*, Toulouse.
- [41] A. M. Nogueira Lima e C. B. Jacobina, "Estimação estocástica em acionamentos com máquinas de corrente contínua", 1990, 8^o CBA, Belém - Pa., pp. 1039-1044.
- [42] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "Performance of feedforward current regulators for field-oriented induction machine controllers", 1987, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no.4, pp. 597-602.
- [43] D. G. Luenberger, "An introduction to observers", 1971, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-16, no.6, pp. 596-602.
- [44] D. G. Luenberger, "Observers for multivariable systems", 1966, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-11, no.2, pp. 190-197.
- [45] T. Matsuo and T. A. Lipo, "A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives", 1985, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.21, no.4, pp. 624-632.
- [46] J. C. D de Melo, "Tacômetro digital baseado em microcomputador", 1982, 4^o CBA, Campinas, pp. 581-586.
- [47] J. C. Moreira, "A study of saturation harmonics with applications in induction motor drives", 1990, Ph.D. thesis at University of Wisconsin-Madison.

- [48] R. Nielsen and M. P. Kazmierkowski, "Reduced-order observer with parameter adaptation for fast rotor flux estimation in induction machines", 1989, IEE Proceedings, vol.136, Pt.D., no.1, pp. 35-43.
- [49] T. Orłowska-Kowalska, "Induction motor flux reconstruction via new reduced-order order state observer", 1987, Electric Machines and Power Systems, vol. 3, pp. 355-360.
- [50] T. Orłowska-Kowalska, "Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives", 1989, IEE Proceedings, vol. 136, Pt. D., no.6, pp. 324-330.
- [51] A. G. B. Palhares, "Aplicação de recorrência a um sistema dinâmico degenerado", 1976, Tese de Mestrado, FEE - UNICAMP, Campinas.
- [52] M. G. Price and G. Cook, "Identification / Observation using an extended Luenberger observer", 1982, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-29, no.4, pp. 279-287.
- [53] M. M. Ribeiro, "Contribuição ao estudo dos tacômetros digitais, 1977, Tese de Mestrado - CPGEE - UFMG, Belo Horizonte.
- [54] M. Eustáquio dos Santos, "Acionamento a motor de indução alimentado em tensão com regulação de velocidade pelo método indireto de controle vetorial", 1991, II Seminário Internacional de Motores Elétricos e Acionamentos Reguláveis, São Paulo, vol.II, pp. 243-262.
- [55] S. Sathikumar and J. Vithayathil, "Digital simulation of field-oriented control of induction motor", 1984, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.IE-31, no.2, pp. 141-148.
- [56] P. F. Seixas, "Desenvolvimento de um inversor transistorizado alimentado em tensão, para acionamento em corrente de motores de indução", 1983, Tese de Mestrado - CPGEE - UFMG, Belo Horizonte.

- [57] P. F. Seixas, "Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée", 1988, Thèse de Docteur, INPT, Toulouse.
- [58] F. H. Schuffner Neto, "Controle de motor de indução de gaiola via inversor de corrente transistorizado", 1984, Tese de Mestrado, FEE - UNICAMP, Campinas.
- [59] L. S. Shieh and Y. T. Tsay, "Transformations of a class of multivariable control systems to a block companion forms", 1982, IEEE Trans. on Autom. Control, vol. 27, no.1, pp. 199-203.
- [60] J. L. Silvino, C. P. Bottura e P. Resende, "Flux observer and parameter identification via discrete modeling of the induction machine", 1991, IEE Japan - IAS'91 - 5th Annual Conference of Industry Applications Society, Sapporo, Japan.
- [61] J. L. Silvino, C. P. Bottura e P. Resende, "Controle de máquina de indução via modelamento discreto não-estacionário", 1991, II Seminário Internacional de Motores Elétricos e Acionamentos Reguláveis, São Paulo, vol.III, pp. 121-140.
- [62] J. L. Silvino e P. F. Seixas, "Fonte de corrente trifásica controlada por histerese de corrente para acionamento de motores CA", 1984, 5º CBA, Campina Grande, pp. 719-723.
- [63] D. S. L. Simonetti, "Contribuição ao estudo do acionamento de um motor de indução com comando vetorial", 1987, Tese de Mestrado - UFSC - Florianópolis.
- [64] N. K. Sinha and Zhou Qi-Jie, "Discrete-time approximation of multivariable continuous-time systems", 1983, IEE PROC., vol.130, Pt.D, no.3, pp. 103-110.
- [65] N. K. Sinha and S. Puthenpura, "Choice of the sampling interval for the identification of continuous-time systems from samples of input/output data", 1985, IEE PROC., vol.132, Pt. D, no.6, pp. 263-267.
- [66] A. Still and C. S. Siskind, "Elements of electrical machine design", 1954, McGraw-Hill.

- [67] S. Ki Sul, "A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance", 1989, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.25, no.4, pp. 578-587.
- [68] G. C. Vergese and S. R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines", 1988, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.35, no.1, pp. 85-94.
- [69] Li-Cheng Zai, "Application of an extended Kalman filter to induction machine parameter estimation", 1986, Ph. D. thesis at University of Wisconsin-Madison.