

FABIANO SALVADORI

ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DESACOPLADO DE FLUXO E CONJUGADO PARA  
ACIONAMENTOS COM MÁQUINAS ASSÍNCRONAS

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

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO:

PROCESSAMENTO DA ENERGIA  
CONVERSÃO E CONTROLE

ORIENTADORES:

CURSINO BRANDÃO JACOBINA  
ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA

CAMPINA GRANDE - PARAÍBA

SETEMBRO DE 1991



S182e      Salvadori, Fabiano  
             Estratégias de controle desacoplado de fluxo e conjugado  
             para acionamentos com máquinas assíncronas / Fabiano  
             Salvadori. - Campina Grande, 1991.  
             136 f. : il.

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


             1. Máquinas Assíncronas 2. Desacoplamento de Fluxo e  
             Conjugado 3. Sistemas de Acionamentos Estáticos 4.  
             Processamento de Energia 5. Engenharia Elétrica 6.  
             Dissertação I. Jacobina, Cursino Brandão, Dr. II. Lima,  
             Antônio Marcus Nogueira, Dr. III. Universidade Federal da  
             Paraíba - Campina Grande (PB) IV. Título

CDU 621.313.33(043)

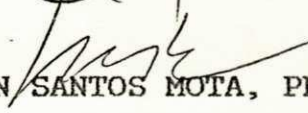
ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DESACOPLADO DE FLUXO E CONJUGADO  
PARA MÁQUINAS ASSÍNCRONAS


FABIANO SALVADORI

DISERTAÇÃO APROVADA EM 04.10.91

  
CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr. Ing., UFPB  
Orientador

ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB  
  
Orientador

WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFPB  
  
Componente da Banca

MISAEEL ELIAS DE MORAIS, Dr.-Ing., UFPB  
  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB  
OUTUBRO - 1991

DEDICATÓRIA

A meus pais Dialmino e Elza

A João Augusto, Maria Jussara, Adriano,  
Regina, Júnior e Gerusa

A todos meus amigos



## AGRADECIMENTOS

Aos professores Cursino Brandão Jacobina e Antonio Marcus Nogueira Lima pela intensa orientação e colaboração sem os quais este trabalho não seria possível.

Aos professores Wellington Santos Motta e Misael Elias de Moraes por aceitarem participar da Banca Examinadora desta tese.

Aos meus companheiros de trabalho Nazareno, Eurico, Kleber, Talvanes, Joseana, Dário, Jefferson, Arlindo, José Sérgio e aos professores Benedito e Homero pelas constantes discussões não só técnicas como de vida que enriqueceram este trabalho e minha experiência.

Aos colegas Lurdes, Marcos, Brâncio e Lacava pelo companherismo e amizade com que acompanharam este período.

Ao CNPq que financiou a realização deste trabalho de tese.

## *RESUMO*

Este trabalho, apresenta um estudo sistemático de várias estratégias de controle propostas para assegurar o desacoplamento de fluxo e conjugado, nos sistemas de acionamentos estáticos de máquinas assíncronas.

O desacoplamento entre fluxo e conjugado é obtido através da escolha, adequada, de um conjunto de variáveis de estado representantes da máquina, e de, um sistema de coordenadas de referência para o modelo de atuação. Esta abordagem permite utilizar controladores convencionais lineares discretos a parâmetros constantes, nas malhas de controle de fluxo e conjugado.

As estratégias de controle desacoplado fluxo-conjugado são classificadas de acordo com a componente de fluxo utilizada para manter a excitação magnética constante e a variável empregada para controlar o conjugado eletromagnético. A excitação magnética pode ser controlada através do fluxo estatórico, fluxo rotórico ou fluxo de entreferro. O conjugado pode ser controlado pela frequência de escorregamento da variável escolhida para excitar a máquina, bem como pela componente em quadratura (normalmente corrente) com a variável de excitação.

### *ABSTRACT*

This work presents a systematic study of various control strategies proposed to achieve the flux and torque decoupling in asynchronous machine drive systems.

The decoupling between the magnetic flux and eletromagnetic torque controls is obtained through the choice of an adequate set of machine state variables and a reference frame for developping a working model. This approach enables one to use standard linear time-invariant discrete regulators in the flux and torque control loops.

The control strategies are classified in accordance with the flux component used to keep the magnetic flux excitation constant and the system variable used to control the eletromagnetic torque. The magnetic excitation may be controlled through the stator flux, or by the rotor flux or even by the . air-gap flux. The eletromagnetic torque may be controlled via the slip frequency of excitation variable as well as by its quadrature component (normally a current).





2.	MODELO IDEALIZADO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA .....	23
2.1	- INTRODUÇÃO .....	23
2.2	- DESCRIÇÃO DO MODELO E HIPÓTESES SIMPLIFICADO RAS .....	23
2.3	- EQUAÇÕES GERAIS DA MÁQUINA ASSÍNCRONA TRIFÁSICA IDEALIZADA .....	24
2.4	- TRANSFORMAÇÃO TRIFÁSICA BIFÁSICA .....	28
2.5	- AS VARIÁVEIS DE ESTADO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA .	31
2.5.1	- Posicionamento do sistema de eixos dq de referência .....	33
2.6	- MÉTODO DE RESOLUÇÃO DE EQUAÇÕES DIFERENCIAIS ORDINÁRIAS: MÉTODO DE RUNGE-KUTTA .....	34
2.7	- CONCLUSÃO .....	35
3.	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE .....	36
3.1	- INTRODUÇÃO .....	36
3.2	- CONTROLE VETORIAL EM QUADRATURA .....	39
3.2.1	- Controle vetorial em quadratura: fluxo estatórico/corrente estatórica .	40
3.2.2	- Controle vetorial em quadratura: fluxo rotórico/corrente estatórica ...	43
3.3	- CONTROLE VETORIAL POR ESCORREGAMENTO .....	45
3.3.1	- Controle vetorial por escorregamento- fluxo estatórico .....	46
3.3.2	- Controle vetorial por escorregamento- fluxo rotórico .....	48
3.4	- CONTROLE DE CORRENTE .....	52
3.5	- COMPLEXIDADE DE IMPLEMENTAÇÃO .....	55
3.6	- CONCLUSÃO .....	57

4.	ESTRUTURA DOS CONTROLADORES DE FLUXO E CORRENTE .....	58
4.1	- INTRODUÇÃO .....	58
4.2	- ESCOLHA DO PERÍODO DE AMOSTRAGEM .....	58
4.3	- CÁLCULO DOS CONTROLADORES .....	60
4.3.1	- Controlador Proporcional-P .....	64
4.3.2	- Controlador Proporcional Integral-PI..	65
4.4	- CONTROLE CORRENTE/TENSÃO .....	66
4.5	- CONTROLE FLUXO/CORRENTE .....	67
4.6	- CONTROLE FLUXO/TENSÃO .....	68
4.7	- CONCLUSÃO .....	69
5.	RESULTADOS OBTIDOS VIA SIMULAÇÃO DIGITAL .....	70
5.1	- INTRODUÇÃO .....	70
5.2	- RESULTADOS OBTIDOS UTILIZANDO CONTROLE ESCALAR VOLTS/HERTZ PARA MÁQUINA 1 .....	71
5.3	- RESULTADOS OBTIDOS PARA A MÁQUINA 1 - COM A FONTE DE CORRENTE ESTACIONÁRIA .....	73
5.4	- RESULTADOS OBTIDOS PARA A MÁQUINA 1 - COM A FONTE DE CORRENTE SÍNCRONA .....	81
5.5	- RESULTADOS OBTIDOS PARA A MÁQUINA 2 .....	83
5.6	- ESTUDO COMPARATIVO PARA VÁRIOS PERÍODOS DE AMOSTRAGEM .....	87
5.7	- CONCLUSÃO .....	93
6.	CONCLUSÃO GERAL .....	95
	APÊNDICE A .....	98
	APÊNDICE B .....	100
	APÊNDICE C .....	106



APÊNDICE D .....	110
BIBLIOGRAFIA .....	132

## ÍNDICE DE FIGURAS E TABELAS

FIGURA 1.1 - Sistema completo de acionamento estático para máquinas assíncronas .....	10
FIGURA 1.2 - Diagrama simplificado do inversor .....	11
FIGURA 1.3 - Esquema de controle volts/hertz autopilotado .....	14
FIGURA 1.4 - Esquema de controle fluxo/conjugado .....	15
FIGURA 1.5 - Esquema de controle corrente/conjugado ....	16
FIGURA 1.6 - Esquema de controle em campo orientado indireto ("feedforward") .....	18
FIGURA 1.7 - Transformações de coordenadas .....	19
FIGURA 1.8 - Esquema de controle vetorial direto ("feedback") .....	20
FIGURA 2.1 - Máquina simétrica trifásica .....	25
FIGURA 2.2 - Eixos de referência da transformação generalizada .....	29
FIGURA 3.1 - Esquema de controle vetorial em quadratura a fluxo estático .....	42
FIGURA 3.2 - Esquema de controle vetorial em quadratura a fluxo rotórico .....	44
FIGURA 3.3 - Esquema de controle vetorial via escorregamento a fluxo estático - no estator .....	47
FIGURA 3.4 - Esquema de controle vetorial via escorregamento a fluxo estático - no campo .....	48
FIGURA 3.5 - Esquema de controle vetorial via escorrega-	

mento a fluxo rotórico - no campo .....	50
FIGURA 3.6 - Esquema de controle vetorial via escorregamento a fluxo rotórico - no rotor .....	52
FIGURA 4.1 - Domínio admissível no plano z para os pólos dominantes de um sistema amostrado ....	60
FIGURA 4.2 - Esquema de controle típico em diagrama de blocos .....	62
FIGURA 4.3 - Diagrama estrutural de um controlador P ...	64
FIGURA 4.4 - Diagrama estrutural de um controlador PI ..	66
FIGURA 5.1 - Resultados do esquema de controle escalar Volt/Hertz .....	72
FIGURA 5.2 - Resultados esquema de controle em quadratura a fluxo estatórico .....	74
FIGURA 5.3 - Resultados esquema de controle em quadratura a fluxo rotórico - fonte de corrente estacionária .....	75
FIGURA 5.4 - Resultados esquema de controle por escorregamento a fluxo estatórico - no estator ...	76
FIGURA 5.5 - Resultados esquema de controle por escorregamento a fluxo rotórico - no rotor .....	77
FIGURA 5.6 - Resultados esquema de controle em quadratura a fluxo estatórico - alta velocidade ...	78
FIGURA 5.7 - Resultados esquema de controle em quadratura a fluxo rotórico - alta velocidade .....	79
FIGURA 5.8 - Resultados esquema de controle por escorregamento a fluxo estatórico - no estator - alta velocidade .....	80
FIGURA 5.9 - Resultados esquema de controle por escorregamento a fluxo rotórico - no rotor - alta velocidade .....	81



FIGURA 5.10-	Resultados esquema de controle em quadratura a fluxo rotórico - fonte de corrente campo .....	82
FIGURA 5.11-	Resultados esquema de controle por escorregamento a fluxo rotórico - no rotor - fonte de corrente síncrona .....	83
FIGURA 5.12-	Resultados esquema de controle em quadratura a fluxo estatórico - máquina 2 .....	84
FIGURA 5.13-	Resultados esquema de controle por escorregamento a fluxo estatórico - máquina 2 ....	85
FIGURA 5.14-	Resultados esquema de controle por escorregamento a fluxo rotórico - no rotor - máquina 2 .....	86
FIGURA 5.15-a -	Resultados de conjugado do esquema de controle por escorregamento a fluxo estatórico no estator - considerando quatro diferentes períodos de amostragem.	88
FIGURA 5.15-b -	Resultados de fluxo estatórico do esquema de controle por escorregamento a fluxo estatórico no estator - considerando quatro diferentes períodos de amostragem .....	89
FIGURA 5.16-a -	Resultados de conjugado do esquema de controle por escorregamento a fluxo rotórico no rotor - considerando quatro diferentes períodos de amostragem .....	91
FIGURA 5.16-b -	Resultados de fluxo rotórico do esquema de controle por escorregamento a fluxo rotórico no rotor - considerando quatro diferentes períodos de amostragem .....	92
FIGURA B.1 -	Diagrama em blocos do módulo completo para controle em malha aberta .....	100

FIGURA C.1 - Sistema discreto com elemento segurador de ordem zero (ZOH) .....	107
TABELA 3.1 - Comparação da complexidade computacional ..	56
TABELA 4.1 - Configuração das grandezas controladas ....	63
TABELA 5.1 - Ganhos proporcional e integral para controladores utilizados na estratégia por escorregamento a fluxo estatórico no estator ...	87
TABELA 5.2 - Ganhos proporcional e integral para controladores utilizados na estratégia por escorregamento a fluxo rotórico no rotor .....	90

## SIMBOLOGIA

- $n$  : Ordem do sistema da máquina.
- $m$  : Dimensão do vetor de saída da máquina.
- $r$  : Dimensão do vetor de entrada da máquina.
- $d, q$  : Eixos de referência com velocidade  $w_g$ .
- $T_e$  : Período de amostragem [s].
- $w_{sr}$  : Pulsação de escorregamento [rad/s].
- $w_s$  : Pulsação angular dos campos girantes da máquina [rad/s].
- $w_r$  : Pulsação angular elétrica do rotor [rad/s].
- $w_g$  : Pulsação angular dos eixos  $d, q$  eixo genérico [rad/s].
- $w_a$  : Pulsação angular do vetor fluxo estatórico [rad/s].
- $w_b$  : Pulsação angular do vetor fluxo rotórico [rad/s].
- $\delta$  : Ângulo mecânico de posição rotórica [rad].
- $\delta_r$  : Ângulo elétrico de posição rotórica [rad].
- $\delta_g$  : Posição angular do eixo  $d$  [rad].
- $\delta_a$  : Ângulo do vetor fluxo estatórico referenciado ao estator fixo [rad].
- $\delta_b$  : Ângulo do vetor fluxo rotórico referenciado ao estator fixo [rad].
- $\delta_s$  : Ângulo dos campos girantes da máquina [rad].
- $\delta_i$  : Ângulo entre uma bobina do estator e uma do rotor [rad].
- $\delta_{sr}$  : Ângulo entre o fluxo estatórico e o rotórico [rad].
- $v$  : Vetor de tensões [v].
- $i$  : Vetor de correntes [A].
- $\Phi$  : Vetor de fluxos [Wb].
- $L_{ss}$  : Matriz de indutâncias estatóricas da máquina trifásica [H]
- $L_{rr}$  : Matriz de indutâncias rotóricas da máquina trifásica [H].
- $v_s$  e  $v_r$  : Vetores de tensão estatórica e rotórica [v].
- $i_s$  e  $i_r$  : Vetores de corrente estatórica e rotórica [A].
- $\Phi_m, \Phi_s$  e  $\Phi_r$  : Vetores de fluxo de magnetização, estatórico e rotórico [Wb].
- $\Phi_n$  : Vetor de fluxo nominal da máquina [Wb].



- $L_{sr}$  e  $L_{rs}$  : Matrizes de indutâncias mútuas entre estator e rotor da máquina trifásica [H].
- $R_B$  : Matriz de resistências estatóricas [ $\Omega$ ].
- $R_r$  : Matriz de resistências rotóricas [ $\Omega$ ].
- $L$  : Matriz de indutâncias [H].
- $R$  : Matriz de resistências [ $\Omega$ ].
- $x_{o,d,q}$  : Vetor de estado no referencial d,q.
- $x_{1,2,3}$  : Vetor de estado no referencial trifásico.
- $L_S$  e  $L_r$  : Indutâncias próprias de bobinas do estator e rotor [H].
- $M_S$  e  $M_r$  : Indutâncias mútuas entre duas bobinas do estator e rotor [H].
- $L_m$  : Indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor [H].
- $r_s$  e  $r_r$  : Resistência de uma bobina do estator e rotor [ $\Omega$ ].
- $T(\delta_g)$  : Matriz da transformação linear trifásica-bifásica.
- $\Phi_{sd}$  e  $\Phi_{sq}$  : Componentes de fluxo estatórico de eixos d,q [Wb].
- $\Phi_{rd}$  e  $\Phi_{rq}$  : Componentes de fluxo rotórico de eixos d,q [Wb].
- $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  : Componentes de tensão estatórica de eixos d,q [v].
- $v_{rd}$  e  $v_{rq}$  : Componentes de tensão rotórica de eixos d,q [v].
- $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  : Componentes de corrente estatórica de eixos d,q [A].
- $i_{rd}$  e  $i_{rq}$  : Componentes de corrente rotórica de eixos d,q [A].
- $l_s$  e  $l_r$  : Indutâncias próprias de estator e rotor da máquina bifásica [H].
- $l_m$  : Indutância mútua entre o estator e o rotor da máquina bifásica [H].
- $P$  : Número de pares de pólos.
- $c_e$  : Conjugado eletromagnético [N.m].
- $K_J$  : Momento de inércia da máquina [kg.m<sup>2</sup>].
- $c_r$  : Conjugado de carga [N.m].
- $c_a$  : Conjugado de atrito [N.m].
- $K_F$  : Coeficiente de atrito [N.m/rad/s].
- $\sigma$  : Coeficiente de dispersão magnética total.
- índice "g" : Indica posicionamento genérico das grandezas (tensões, correntes e fluxos).
- índice "a" : Indica posicionamento das grandezas sobre o vetor fluxo estatórico.

índice "b" : Indica posicionamento das grandezas sobre o vetor fluxo rotórico.

índice "r" : Indica posicionamento das grandezas sobre o eixo rotórico.

índice "s" : Indica posicionamento das grandezas sobre o eixo fixo estatórico.

índice "\*" : Indica grandezas de referência.

$L$  : Operador da transformada de Laplace.

$L^{-1}$  : Operador da transformada inversa de Laplace.

$s$  : Vetor dos pólos de malha aberta (plano  $s$ ).

$\exp$  : Operador de exponenciação.

$p_{\delta}$  : Operador de derivada parcial em relação a  $\delta$  ( $d/d\delta$ ).

$p$  : Operador de derivada em relação a  $t$  ( $d/dt$ ).

$j$  : Operador da componente imaginária de números complexos.

$h$  : Intervalo de tempo,  $t_2 - t_1$  (s), passo de integração.

$\sigma_i + j\omega_i$  : Representação de pólo complexo (plano  $s$ ).

$z_i$  : Representação de pólo no plano  $z$ .

$!$  : Operador matemático fatorial.

$\Sigma$  : Operador matemático somatório.

$X$  : Operador matemático produtório.

$\text{Im}(x)$  : Parcela imaginária da variável  $x$ .

$(x^-)$  : Conjugado complexo da variável  $x$ .

$G_R(s)$  : Função de transferência do regulador.

$G_S(s)$  : Função de transferência do sistema (máquina).

$G_Z(s)$  : Função de transferência da fonte de alimentação.

$ZOH$  : Elemento segurador de ordem zero - "Zero Order Hold".

$PWM$  : Modulação por largura de pulso - "Pulse Width Modulation".

$FMM$  : Força magnetomotriz.

$VSI$  : Inversor fonte de tensão - "Voltage Source Inverter".

$IM$  : Máquina de indução - "Induction Motor".

$R_{\Phi}^g$  : Regulador de fluxo em referencial genérico.

$R_I^g$  : Regulador de corrente em referencial genérico.

$PPI$  : Interface paralela periférica, "Peripheral Parallel Interface".

$CPU$  : Unidade Central de Processamento, "Central Processing Unit".

L.E.I.A.M. : Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento  
de Máquinas.



## INTRODUÇÃO GERAL

São muitas as aplicações industriais onde o controle de conjugado, velocidade ou posição são necessários. Por exemplo: em esteiras rolantes que devem transportar cargas sem variações de velocidade, máquinas bobinadoras que devem manter a mesma velocidade independentemente do conjugado solicitado e os braços de um robô que devem posicionar-se corretamente sem serem influenciados pela velocidade ou carga tracionada. Estas funções podem ser realizadas utilizando máquinas CC ou CA.

As máquinas de corrente contínua sempre representaram uma opção mais atrativa de acionamento elétrico onde se fazia necessário controle de velocidade e posição. Isto se deve ao fato, em se tratando de uma máquina CC com excitação separada, de poder-se controlar fluxo de magnetização e corrente de armadura (conjugado), independentemente. Nestas máquinas a presença de comutadores, escovas, faiscamento e necessidade de manutenção freqüente, restringem sua utilização quando operam em locais com a presença de gases inflamáveis, difícil manutenção ou onde o custo é fator importante.

As máquinas de corrente alternada, particularmente do tipo rotor em gaiola, apenas recentemente tornaram-se uma alternativa atrativa. Isto ocorreu, em função do desenvolvimento de novos componentes semicondutores, com frequências de chaveamento da ordem de 10kHz e de custo mais acessível, possibilitando o surgimento de fontes estáticas com melhores características de operação. Além disso, o desenvolvimento de novas técnicas de controle de máquinas CA, como por exemplo, controle de campo orientado direto ("Feedback") F. Blaschke, 1972; indireto ("Feedforward") K. Hasse, 1969, viabilizaram sua utilização em uma gama de aplicações onde, suas características (melhor relação potência/volume, menor peso, menor custo) sobrepõe-se às da

máquina CC.

Utilizando a representação bifásica da máquina e as técnicas de controle desacoplado direto, que serão tratadas a seguir, pode-se efetuar o controle da máquina atuando sobre uma variável principal (responsável pelo conjugado), e outra secundária (ou de excitação, responsável pelo nível de magnetização da máquina).

O desacoplamento das variáveis controladas, possibilita obter bom desempenho e rápida resposta dinâmica de conjugado em regime transitório e permanente, mantendo a variável secundária (fluxo) constante. Estas características devem aproximar-se das apresentadas pelas máquinas CC com excitação independente.

Neste trabalho são apresentadas várias estratégias de acionamento estático para máquinas de indução, com controladores definidos em função da grandeza principal e secundária assim como do referencial escolhido.

#### O trabalho divide-se basicamente em 5 capítulos

No capítulo 1 apresenta-se os sistemas de acionamentos estáticos, sistema de alimentação, métodos de controle (de máquinas assíncronas) e aquisição de fluxo das máquinas. Nos acionamentos em corrente alternada são apresentadas as máquinas síncronas e assíncronas. O sistema de alimentação da máquina constituído de um inversor trifásico a transistores é apresentado. As formas de aquisição de fluxo são analisadas.

A modelagem dinâmica da máquina assíncrona, obtendo-se o sistema equivalente da máquina bifásica no espaço de estados é apresentada no capítulo 2. Analisa-se o método de resolução das equações diferenciais ordinárias representantes do modelo da máquina bifásica.

O capítulo 3, aborda as estratégias de controle de fluxo e conjugado desacoplado para máquinas assíncronas. Faz-se um estudo comparativo entre estratégias de controle já consagradas (campo orientado) com as estratégias apresentadas em função da complexidade e respostas via simulação digital. Subdivide-se em



dois grupos, estratégias de controle vetorial em quadratura e estratégias de controle vetorial por escorregamento.

No capítulo 4 a estrutura dos controladores de fluxo e corrente é definida. A escolha do período de amostragem é feita em função de critérios apresentados por Bühler(1983), e os controladores são escolhidos entre modelos convencionais monovariáveis.

Finalizando, no capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos via simulação digital para duas máquinas com características construtivas diferentes e um resultado de simulação da estratégia de controle escalar volts/hertz. O desempenho das diferentes estratégias foi considerado em função da aplicação de degrau de referência de conjugado e inversão do valor desta referência. Estas observações foram feitas considerando, primeiro a máquina na partida (velocidade  $w_p=0$ ) e em segundo lugar a máquina na velocidade próxima da nominal ( $w_p=350$ ). Efetua-se um estudo comparativa do efeito do período de amostragem no desempenho de duas das estratégias apresentadas.



## CAPÍTULO 1

### SISTEMAS DE ACIONAMENTOS ESTÁTICOS

#### 1.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, são apresentados os conceitos referentes aos acionamentos estáticos de máquinas elétricas. São abordados os acionamentos elétricos estáticos a corrente contínua e a corrente alternada (síncronos e assíncronos).

A alimentação de máquina assíncrona, é feita através de um inversor fonte de tensão ("VSI-PWM"). Este inversor, é realizado utilizando como elemento semiconductor o transistor de potência e a estratégia de espaço vetorial "space-vector" para modulação.

São analisadas as técnicas de controle escalar (volts/hertz, fluxo/conjugado e corrente/escorregamento), e vetorial (direto e indireto). As estratégias de controle direto, fazem uso de realimentação do sinal de fluxo. Para obtenção deste sinal pode-se medir ou estimar os fluxos, estas maneiras de obtenção do sinal de fluxo são abordadas.

#### 1.2 - ACIONAMENTOS ELÉTRICOS ESTÁTICOS

A eletricidade representa a mais versátil forma de energia, sendo gerada com razoável eficiência a partir de uma fonte primária: renovável (p.ex., rios), não-renovável (fóssil ou nuclear). Possibilita ser transmitida e distribuída a longas distâncias com baixas perdas e custos e convertida para outros tipos de energia tais como térmica, química ou mecânica (Leonhard, 1988).

Um sistema de acionamento estático genérico é definido como

sendo a unidade destinada a converter energia elétrica em energia mecânica, assegurando-se completo controle elétrico e eletrônico do processo.

Este sistema é composto de uma fonte alimentadora (por exemplo um inversor trifásico), de uma máquina elétrica (máquina de corrente alternada ou corrente contínua) e uma unidade eletrônica (aquisição, controle e comando).

### 1.2.1 - Acionamentos elétricos a corrente contínua

Este tipo de acionamento utiliza uma máquina elétrica alimentada em corrente contínua. As máquinas de corrente contínua ainda hoje representam uma escolha bastante comum para acionamentos elétricos industriais. Isto se deve as suas características operacionais e de controle. Uma das principais desvantagens é a utilização de comutadores mecânicos que limitam a potência e a velocidade destas máquinas. Este tipo de comutação mecânica requer manutenção freqüente e gera faiscamento o que restringe sua utilização em processos industriais onde há presença de gases inflamáveis ou explosivos.

Nas máquinas de corrente contínua o campo magnético estacionário do indutor pode ser produzido por imãs permanentes ou por uma corrente estatórica contínua. O enrolamento rotórico ao ser alimentado com corrente contínua através do comutador mecânico, cria um campo magnético induzido perpendicular (inteiramente desacoplado) ao campo do indutor (Bose, 1982).

O conjugado é, portanto, gerado por estas grandezas desacopladas (fluxo de campo e corrente de armadura). O fluxo de campo é de grande importância no controle de máquinas CC, pois se a corrente de campo é suprida por uma fonte independente variável, isto possibilita grande flexibilidade.

### 1.2.2 - Acionamentos elétricos a corrente alternada

Os acionamentos utilizando máquinas CA apenas recentemente começaram a representar uma opção realmente atrativa. Isto se



deve a evolução ocorrida nas áreas: de estratégias de controle, semicondutores e microprocessadores.

As dificuldades em acionamentos com máquinas CA provêm dos seguintes fatos: a) necessidade de alimentá-la através de um conversor de potência a frequência ou amplitude variáveis (estático ou rotativo), b) necessidade de processarmos sinais alternados e c) uma dinâmica complexa.

A dinâmica complexa se reflete no fato que o conjugado eletromagnético gerado por uma máquina CA, resulta da ação de várias grandezas que não estão desacopladas. Este acoplamento torna necessário às estratégias de controle deste tipo de máquina fazerem uso de algoritmos de complexidade bastante elevada.

Portanto, para atingir o estágio atual de desenvolvimento em acionamentos a corrente alternada foram necessários: a) evolução das estratégias de controle (Dote, 1988 e Leonhard, 1988), b) evolução da microeletrônica que possibilitou a aplicação de novas estratégias de controle (Myers, 1986) e, c) evolução da tecnologia em semicondutores, diminuindo custos e aumentando as frequências de chaveamento (Chen, 1987 e Hower, 1988).

Outrossim, a evolução do projeto da máquina CA, melhorando o desempenho e diminuindo custos, propiciou um significativo aperfeiçoamento no sistema (máquina, alimentação e controle, conforme mostrado na figura 1.1). Note-se que em acionamentos CA a máquina constitui o subsistema principal, e desta forma, é de fundamental importância a compreensão de seu princípio de operação.

#### 1.2.2.1 - Máquinas síncronas

Os acionamentos com máquinas síncronas apresentam algumas vantagens, quando comparadas com o motor de indução, no que se refere à eficiência e fator de potência, além de poderem operar em altas potências (MW). Tais acionamentos são indicados para uma larga faixa de aplicações, podendo-se definir várias alternativas de controle (Silva, 1991).

A excitação de uma máquina síncrona é efetuada separadamente por uma fonte de corrente contínua ou ímãs permanentes. Isto representa vantagens e desvantagens. A vantagem consiste na possibilidade de obtenção de fator de potência próximo ao unitário, o que reduz as perdas no cobre. Porém, com alimentação contínua, aumentam-se os custos e a manutenção (em função dos anéis e escovas); e com ímãs permanentes, não é possível compensar os efeitos da reação de armadura.

As máquinas síncronas podem ser classificadas em vários tipos (Bose, 1986a):

1) Máquinas síncronas a relutância variável - é a mais simples de todas, seu conjugado é desenvolvido devido a saliências no rotor. Este tipo de máquina tem um fator de potência considerado baixo, devido a excitação ser suprida pelo estator.

2) Máquinas síncronas a ímãs-permanentes - aplicáveis em acionamentos de baixa e média potência. A eficiência deste tipo de máquina é alta. Ocorre, contudo, que é impossível atuar sobre o fluxo de entreferro, tornando difícil operar na região de potência constante e alta velocidade, sem introduzir corrente estatórica reativa.

3) Máquina síncrona convencional - normalmente é a maior em tamanho, a corrente contínua de excitação é suprida por uma excitatriz estática via escovas e anéis.

Nas máquinas síncronas não existe, em regime permanente, tensão induzida no rotor, desta forma a FMM necessária para o fornecimento de conjugado é produzida exclusivamente pelo enrolamento de campo. A interação entre a FMM rotórica e o fluxo de entreferro é responsável pela produção do conjugado.

#### 1.2.2.2 - Máquinas assíncronas

As máquinas assíncronas constituem hoje a grande maioria do maquinário utilizado na conversão de energia elétrica em energia mecânica. Estas máquinas são diferenciadas pelo tipo de construção de seu rotor: a) rotor enrolado (de anéis) ou b) rotor



em barras (gaiola de esquilo).

A primeira tem um enrolamento polifásico semelhante ao do estator, e enrolado com o mesmo número de pólos. As saídas terminais dos enrolamentos são ligadas a anéis coletores isolados montados sobre o eixo. Por meio de escovas de grafite apoiadas nestes anéis, os terminais do rotor são disponíveis exteriormente ao motor.

A segunda, pode ser em gaiola simples ou dupla. A gaiola simples, que é a mais utilizada, consiste em barras encaixadas no ferro do rotor e curto-circuitadas em cada extremidade por anéis condutores. O encaixe destas barras pode ser aparente ou profundo. A utilização de rotores com barras profundas, é um modo engenhoso e simples de obter-se uma resistência de rotor variável com a velocidade. Este esquema baseia-se no efeito indutivo do fluxo disperso na ranhura sobre a distribuição de corrente nas barras do rotor. Os fenômenos são basicamente os mesmos do efeito pelicular e de proximidade em qualquer sistema de condutores percorridos por corrente alternada.

A gaiola dupla, é outro modo de obter-se resultados similares ao da gaiola com barras profundas. Este tipo de "enrolamento" consiste de duas camadas de barras curto-circuitadas por anéis nas extremidades. As barras superiores são de mesma área transversal que as barras inferiores e conseqüentemente tem maior resistência. A indutância das barras inferiores é maior que a das superiores, devido ao fluxo que atravessa a ranhura entre as duas camadas. A diferença de indutância pode ser muito grande por dimensionamento apropriado da ranhura entre as barras. Com rotor parado quando a freqüência deste é igual a freqüência do estator, há corrente relativamente pequena nas barras inferiores devido a sua reatância, a resistência efetiva do rotor parado, então, se aproxima daquela da camada superior, de alta resistência. Entretanto, nas baixas freqüências do rotor, correspondentes a pequenos escorregamentos, a reatância torna-se de pouca importância, e a resistência do rotor então aproxima-se àquela com barras profundas.

As características que se destacam nas máquinas assíncronas são sua simplicidade de construção, sua robustez e seu baixo custo. Combinados, estes fatores com o desenvolvimento ocorrido na área de semicondutores de potência, as máquinas assíncronas tornaram-se alvo de crescente interesse.

Em situações em que necessita-se trabalhar em alta velocidade as máquinas assíncronas representam excelente opção em comparação com as máquinas síncronas e de corrente contínua. Isto ocorre em função desta não necessitar de escovas e comutadores mecânicos. Outras áreas onde estas máquinas são muito utilizadas é em acionamentos onde exige-se:

- a) conjugado resistente variável e potência constante (bobinadores, agitadoras, cortadeiras, tornos de superfície),
- b) conjugado resistente constante e potência variável (elevadores de carga, guindastes, laminadoras, correias transportadoras),
- c) conjugado resistente variável e potência variável (calandras, freios a corrente de Foucault).

As máquinas assíncronas são alimentadas com tensão trifásica que induzem correntes nos enrolamentos curto-circuitados do rotor, pelo fluxo estatórico que se move em relação a este com velocidade do escorregamento.

Negligenciando os efeitos dos harmônicos, devido a distribuição não senoidal dos enrolamentos e não senoidal das ondas de tensão e corrente, o estator estabelece uma densidade de onda de fluxo no entreferro girando na velocidade síncrona. Se o rotor encontra-se inicialmente estacionário, seus condutores sofrem uma "varredura" do campo magnético, induzindo correntes rotóricas a mesma frequência. A interação do fluxo de entreferro com as fmm produzem conjugado na máquina. Se a máquina assíncrona girar a velocidade de sincronismo não haverá qualquer indução e desta forma não será produzido conjugado. Para qualquer outra velocidade diferente da síncrona tem-se um escorregamento  $w_{ER} = w_g - w_r$ , o fluxo de entreferro move-se a frequência  $w_{ER}$  relativa ao rotor induzindo tensões sobre este, tensões estas que produzem correntes na frequência de escorregamento.



### 1.3 - SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO

No que se refere a alimentação das máquinas assíncronas, são dois os tipos básicos de conversores estáticos: a) inversores fonte de corrente e b) inversores fonte de tensão.

Neste trabalho, foi escolhido para alimentação da máquina assíncrona um inversor a fonte de tensão trifásica, a transistores, com modulação de largura de pulso ("VSI-PWM"), utilizando a técnica de modulação por espaço vetorial, "space-vector" (Alves, 1991, Broeck, 1988 e Jacobina 1990). A figura 1.1 apresenta o sistema completo de acionamento estático.

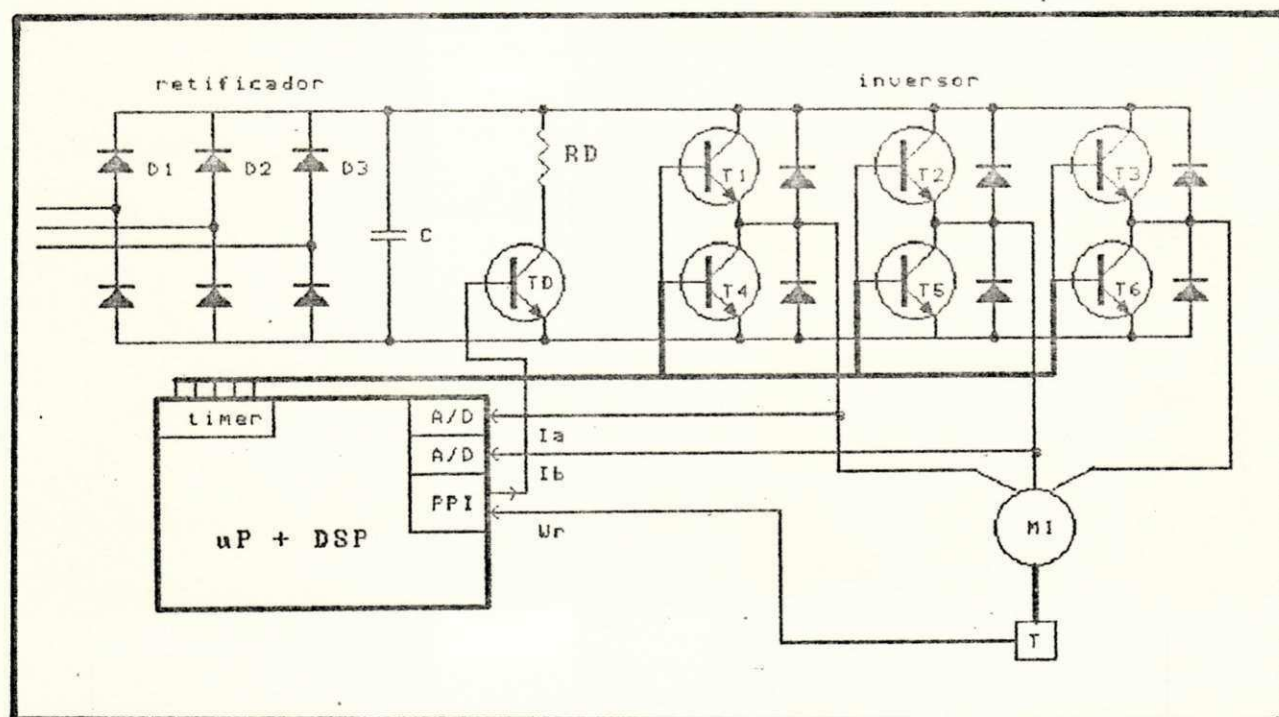


Figura 1.1 - Sistema completo de acionamento estático para máquinas assíncronas alimentadas por inversor fonte de tensão trifásico a transistor, com modulação de largura de pulsos por espaço vetorial - "VSI-PWM Space vector".

De acordo com Souza(1989), a utilização do transistor de potência apresenta algumas vantagens tais como:

- maior facilidade de comando,
- eliminação dos circuitos de auxílio a comutação necessários em inversores a tiristor,
- operação em frequência de comutação mais elevada o que permite uma maior redução dos harmônicos de baixa ordem,
- melhoria da resposta transitória do inversor.

A técnica de modulação por espaço vetorial ("space-vector") parte do pressuposto, de ter-se conhecimento das tensões bifásicas  $v_{sd}^s$  e  $v_{sq}^s$ , no referencial estático. Dado o vetor tensão estática de referência, fornecido pelo controlador, são calculados as frações de  $T_e$  referentes a aplicação de vetores ativos adjacentes e roda livre.

A figura 1.2 apresenta um diagrama simplificado do inversor trifásico.

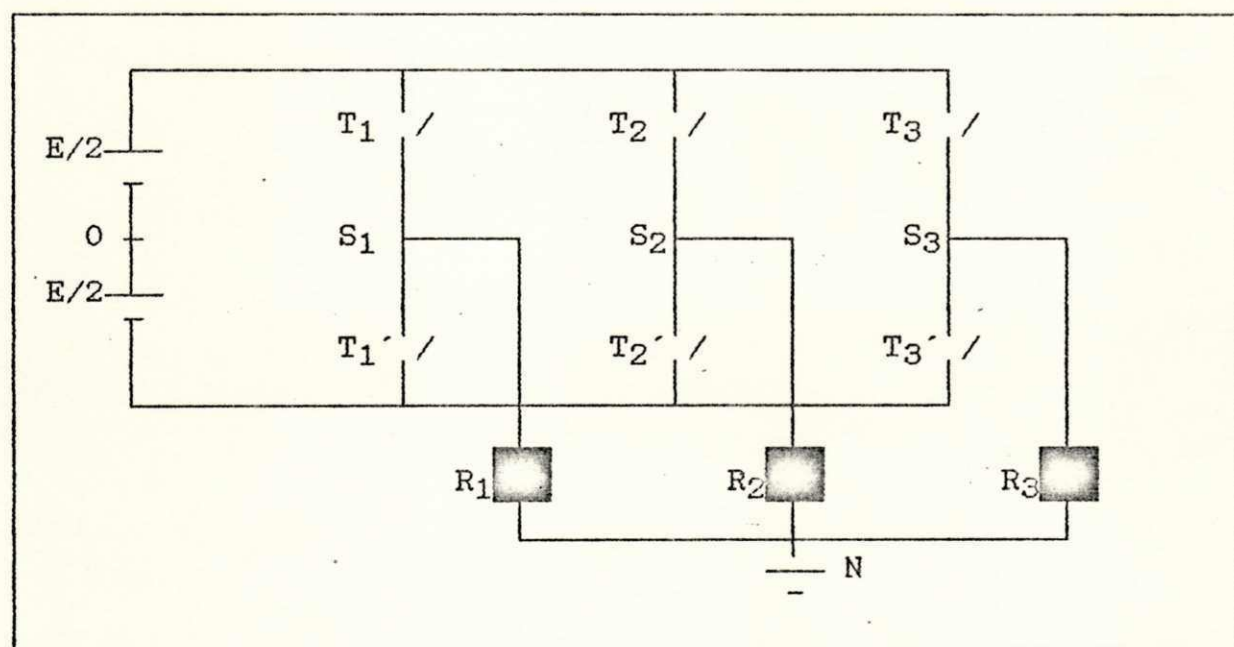


Figura 1.2 - Diagrama simplificado do inversor, onde  $E$  é a tensão da fonte CC,  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$  representam as cargas ligadas ao inversor (fases da máquina),  $T_i$  e  $T_i'$  são os transistores,  $N$  é o neutro da máquina (flutuante) e  $0$  representa o neutro da fonte CC.

Seja  $S_i(t)$  uma variável lógica que representa o sinal de comando dos interruptores da fase  $i$  ( $i$  variando de 1 a 3) do



inversor, definida da forma a seguir:

Se:

$S_1(t) = 0 \Rightarrow S_1$  estará conduzindo e  $S_1'$  estará aberta;

$S_1(t) = 1 \Rightarrow S_1$  estará aberta e  $S_1'$  estará conduzindo.

Logo, as tensões de fase ( $v_{s1}$ ,  $v_{s2}$  e  $v_{s3}$ ) aplicadas na máquina são obtidas da forma seguinte:

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = E/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

As tensões estatóricas da máquina  $v_{s1}$ ,  $v_{s2}$  e  $v_{s3}$  são representadas por um único vetor  $v_s$ . Existem, oito possibilidades para o posicionamento deste vetor de acordo com as oito prováveis configurações das chaves do inversor, de acordo com as expressões obtidas a partir da expressão (1.1).

#### 1.4 - MÉTODOS DE CONTROLE DE MÁQUINAS ASSÍNCRONAS

Em função da natureza da aplicação o método de controle de máquinas assíncronas a ser utilizado pode variar. Conforme Bose(1982), a decisão sobre que tipo de controle utilizar baseia-se nas questões a seguir: a) que tipo de conversor será utilizado para alimentar a máquina, b) se o controle será em malha aberta ou malha fechada, c) se será efetuado controle de posição, velocidade ou conjugado, d) é um controle em um, dois ou quatro quadrantes, e) que tipo de desempenho é desejado e f) qual é a robustez em relação a variações paramétricas.

Os métodos de controle foram divididos em duas categorias, controle escalar e controle vetorial. O controle escalar subdivide-se em controle volts/hertz, controle fluxo/conjugado e controle corrente/escorregamento. O controle vetorial subdivide-se em controle vetorial indireto ("feedforward") e controle vetorial direto ("feedback").

necessário utilizar esquemas que possibilitem desacoplar o controle do fluxo do controle de conjugado. O desacoplamento de fluxo e conjugado é obtido nos esquemas de controle vetorial os quais possibilitam alcançar bom desempenho tanto em regime permanente como em regime transitório.

Faz-se à seguir uma explanação dos controles indireto ("feedforward") desenvolvido por K.Hasse, e controle direto ("feedback") apresentado por Blaschke.

#### 1.4.2.1 - Controle em campo orientado indireto ("feedforward")

No controle em campo orientado indireto a máquina apresenta resposta dinâmica superior aos controles escalares e a velocidade pode variar de zero até a velocidade nominal. Neste tipo de controle a condição fundamental é ter conhecimento da posição rotórica, sendo o fluxo controlado em malha aberta.

Segundo Nordin(1985), este tipo de controle é dependente dos parâmetros da máquina, e para um desacoplamento ideal, os parâmetros do controlador deverão estar ajustados aos parâmetros da máquina, o que é difícil de se obter. O parâmetro dominante a ser considerado é a resistência rotórica, que varia em função da temperatura, e que pode ser estimada por vários métodos "on-line".

Para obtenção do desacoplamento, é definida uma frequência de escorregamento  $w_{br}$  (integrando obtém-se o ângulo  $\delta_{br}$  utilizado para a transformação de coordenadas). Os vetores de referência são obtidos à partir do seno e cosseno deste ângulo, determinando os eixos elétricos desejados com relação ao referencial rotórico definidos de forma "feedforward". Somando a velocidade de escorregamento com a velocidade rotórica ( $w_{br} + w_r$ ) obtém-se a frequência esperada para o fluxo. A figura 1.6 apresenta o diagrama em blocos desta estratégia.



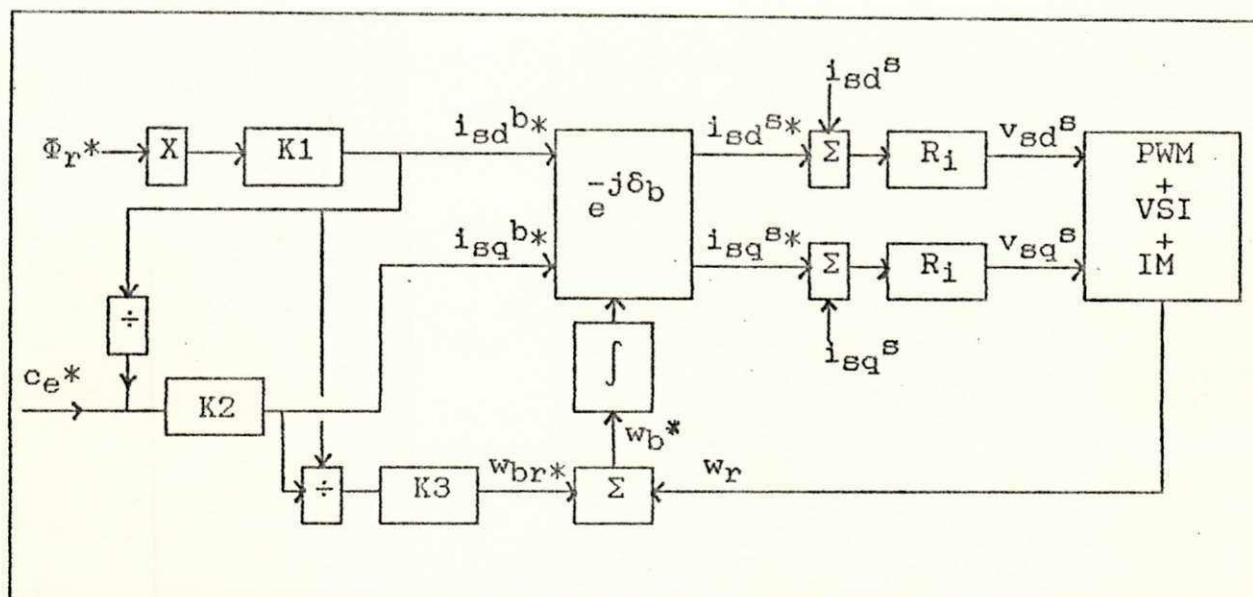


Figura 1.6 - Esquema de controle em campo orientado indireto ("feedforward").

Na figura 1.6,  $\Phi_r$  é o módulo do fluxo rotórico,  $K1 (= 1/l_m)$ ,  $K2 (= l_r/P/l_m^2)$  e  $K3 (= r_r/l_r)$  são constantes.  $c_e^*$  é o conjugado de referência. O bloco  $e^{-j\delta_b}$  representa a transformação das coordenadas do referencial síncrono (campo girante) para o referencial fixo (estatórico):  $i_{sd}^{s*} = i_{sd}^{b*} \cdot \cos\delta_b + i_{sq}^{b*} \cdot \sin\delta_b$  e  $i_{sq}^{s*} = -i_{sd}^{b*} \cdot \sin\delta_b + i_{sq}^{b*} \cdot \cos\delta_b$ . A figura 1.7 representa esta transformação e a transformação inversa (do referencial fixo para o referencial síncrono).

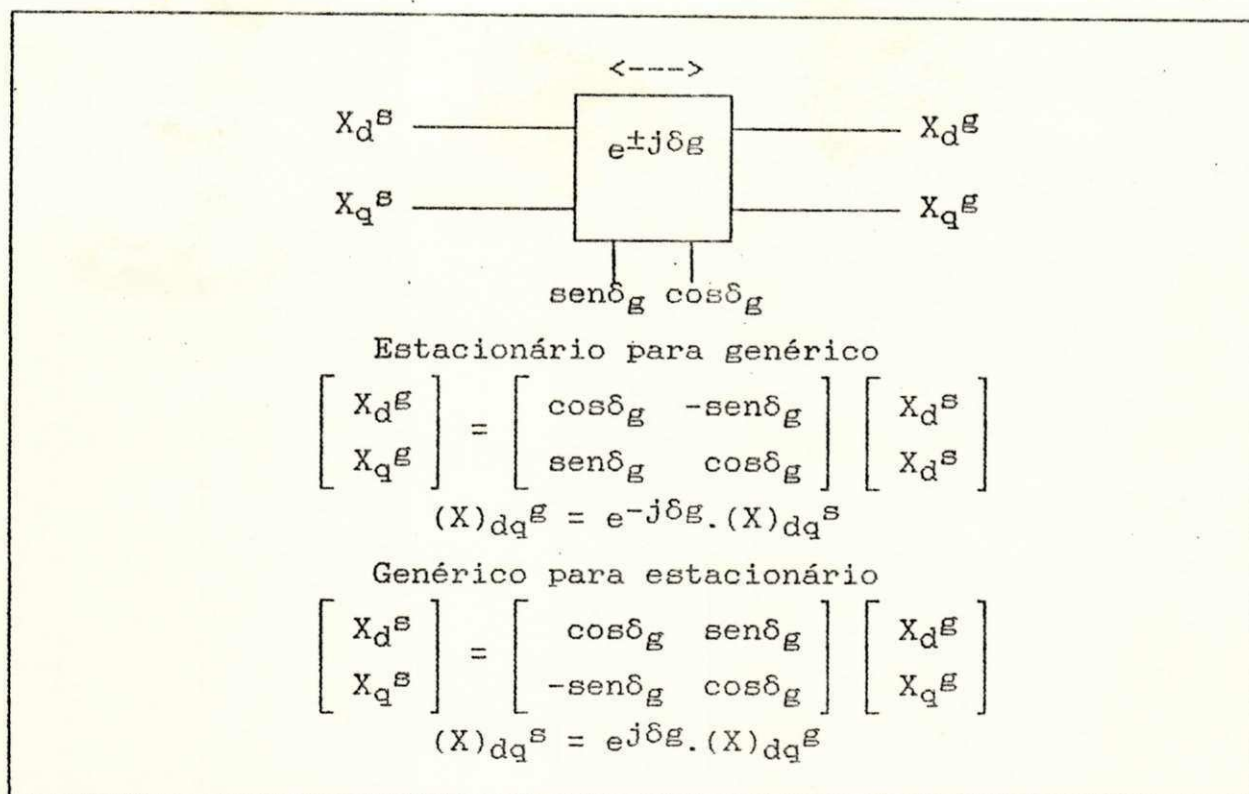


Figura 1.7 - Transformações de coordenadas de um referencial genérico (campo ou rotor) para o referencial estacionário.

Se a frequência de escorregamento de referência estiver incorreta em função de erro na constante de tempo rotórica  $\tau_r$ , a corrente rotórica  $i_r$  não estará no seu valor correto, e portanto, a subdivisão da corrente estatórica estará incorreta (Nordin, 1985).

#### 1.4.2.2 - Controle em campo orientado direto ("feedback")

Sistemas de acionamentos estáticos com máquinas assíncronas de alto desempenho dinâmico, podem ser obtidos também com controle direto. Neste caso, existe mais flexibilidade na definição das estratégias de controle utilizadas e mais robustez a variações paramétricas.

O controle vetorial direto possibilita prover resposta transitória rápida e bem amortecida. Sendo realizado em malha fechada, necessita-se ter conhecimento dos fluxos da máquina. A obtenção destes pode ser feita através de medições diretas ou

através de estimação utilizando as tensões e correntes da máquina (Lima, 1989). Em função da realimentação esta estratégia é pouco sensível a variações paramétricas, se comparada com a estratégia de controle indireto. A figura 1.8 apresenta o diagrama em blocos do controle em campo orientado, um exemplo de controle vetorial direto.

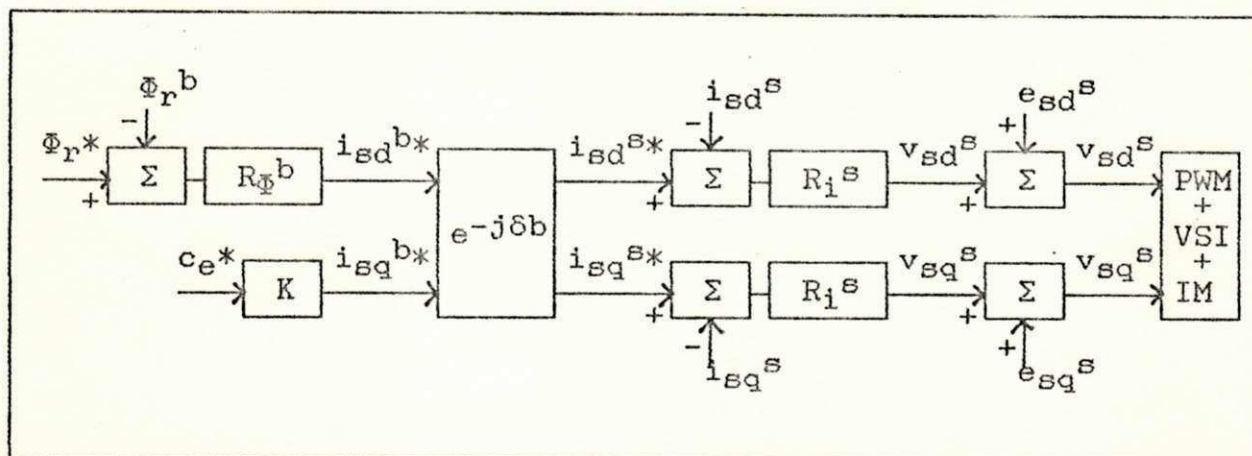


Figura 1.8 - Esquema de controle em campo orientado direto ("feedback").

Na figura 1.8,  $\Phi_r$  é o módulo do fluxo rotórico,  $K$  é uma constante ( $=l_r/l_m/P.\Phi_r$ ).  $c_e^*$  é o conjugado de referência. O bloco  $e^{j\delta_b}$  implica:  $i_{sd}^{s*} = i_{sd}^{b*}.\cos\delta_b + i_{sq}^{b*}.\sen\delta_b$  e  $i_{sq}^{s*} = -i_{sd}^{b*}.\sen\delta_b + i_{sq}^{b*}.\cos\delta_b$ .

Uma das dificuldades de utilizar-se o controle vetorial direto é que em baixas velocidades torna-se difícil obter sinais de fluxo bastante apurados. Segundo Bose(1986a), a forma de obtenção dos sinais de fluxo através da integração direta das tensões de fase pode ser usada somente em altas velocidades. O acoplamento existente, pequeno em altas velocidades, resulta maior na medida em que se reduz a velocidade.

### 1.5 - AQUISIÇÃO DE FLUXO

De acordo com Lima(1989), para um controle eficaz do conjugado da máquina assíncrona, é assencial manter constante o nível de fluxo magnético no entreferro. Assim, na maior parte das



estratégias de controle propostas para estas máquinas, é fundamental a reconstituição do fluxo magnético da forma mais perfeita possível.

Pode-se obter a medida de fluxo no interior da máquina através de enrolamentos de fluxo ("flux coils") ou sensores de efeito Hall. Existe contudo, para este tipo de captor, problemas causados pela sua fragilidade a vibrações e desgaste em função do calor. Além disso, a qualidade do sinal fornecido por estes, não é muito boa. Outra desvantagem deste esquema é que as máquinas produzidas a nível comercial não apresentam estes componentes, e para sua instalação ou altera-se a linha de montagem ou instala-se "à posteriori", o que se configura uma situação bastante crítica e onerosa.

Para Lima(1989), uma alternativa para evitar a instalação de um captor de fluxo é, a partir de grandezas cuja obtenção seja mais fácil, tais como velocidade de rotação, correntes e tensões, efetuar a reconstituição do fluxo em uma faixa bastante grande de funcionamento da máquina.

## 1.6 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados alguns tipos de acionamentos elétricos estáticos. Em função da abrangência optou-se por acionamento com máquina assíncrona rotor em gaiola.

Este tipo de acionamento é robusto, o módulo máquina é menos oneroso que o de corrente contínua, além de poder operar em ambientes perigosos (p.ex. ambientes com gases explosivos), além de necessitarem menos manutenção. Apresentam como inconveniente o alto custo do sistema de alimentação (inversor a transistor). Mas, com o desenvolvimento ocorrido na área dos componentes semicondutores, acompanhado de uma redução dos custos, este fator brevemente estará equilibrado com os gastos necessários para implantação de um sistema de acionamento de uma máquina CC.

Foram apresentados também, as estratégias de controle escalar (em corrente e em tensão) e vetorial (indireto e direto) com suas respectivas vantagens desvantagens.

## CAPÍTULO 2

### MODELO IDEALIZADO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA

#### 2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os modelos matemáticos que descrevem o comportamento dinâmico da máquina assíncrona.

A máquina assíncrona é composta de enrolamento primário e secundário trifásico. O enrolamento primário (estatórico) é alojado em ranhuras e ligado a fonte de alimentação. O enrolamento secundário (rotórico) é da forma "gaiola de esquilo", podendo ser de três tipos: bobinado, alumínio injetado ou formado por barras. Se o rotor for bobinado (trifásico), estará alojado em ranhuras com suas extremidades interligadas por anéis coletores conectados a escovas. Pode-se assim interligar um dispositivo ativo (ponte retificadora ou chaveador alimentando uma carga) ou passivo (reostato de partida). Este acesso ao rotor possibilita o controle direto do escorregamento, tanto quanto, para utilização de sensores da corrente rotórica para implementação de sistemas de controle vetorial (Seguier, 1981 e Silva, 1991).

#### 2.2 - DESCRIÇÃO DO MODELO E HIPÓTESES SIMPLIFICADORAS

Para a compreensão do princípio de geração de um conjugado eletromagnético, é necessário uma descrição completa da estrutura eletromagnética e os métodos de cálculo da máquina assíncrona.

O "modelo exato" de uma máquina elétrica assíncrona é de ordem excessivamente elevada e complexa. A utilização deste "modelo exato" não é aplicável para controle em tempo real em



função desta complexidade. Então, para possibilitar este controle, lança-se mão de algumas hipóteses simplificadoras resultando num sistema adequado ao tratamento matemático (Lima, 1989 e Seguiet, 1981):

a) Assume-se que o rotor é cilíndrico e a indução magnética no entreferro é considerada senoidal;

b) A saturação do circuito magnético, o ciclo de histerese (característica  $B \times H$ ) e as correntes de Foucault são desprezadas;

c) As resistências dos enrolamentos não variam com a temperatura e desconsidera-se o efeito pelicular ("Skin");

d) A bobinagem trifásica do estator e rotor são simétricas e equilibradas (os enrolamentos possuem: mesma resistência, mesma indutância própria e mesma indutância mútua entre duas fases).

### 2.3 - EQUAÇÕES GERAIS DA MÁQUINA ASSÍNCRONA TRIFÁSICA IDEALIZADA.

Considerando as hipóteses simplificadoras admitidas no item anterior o modelo de ação generalizado é representado como (Jacobina 1989):

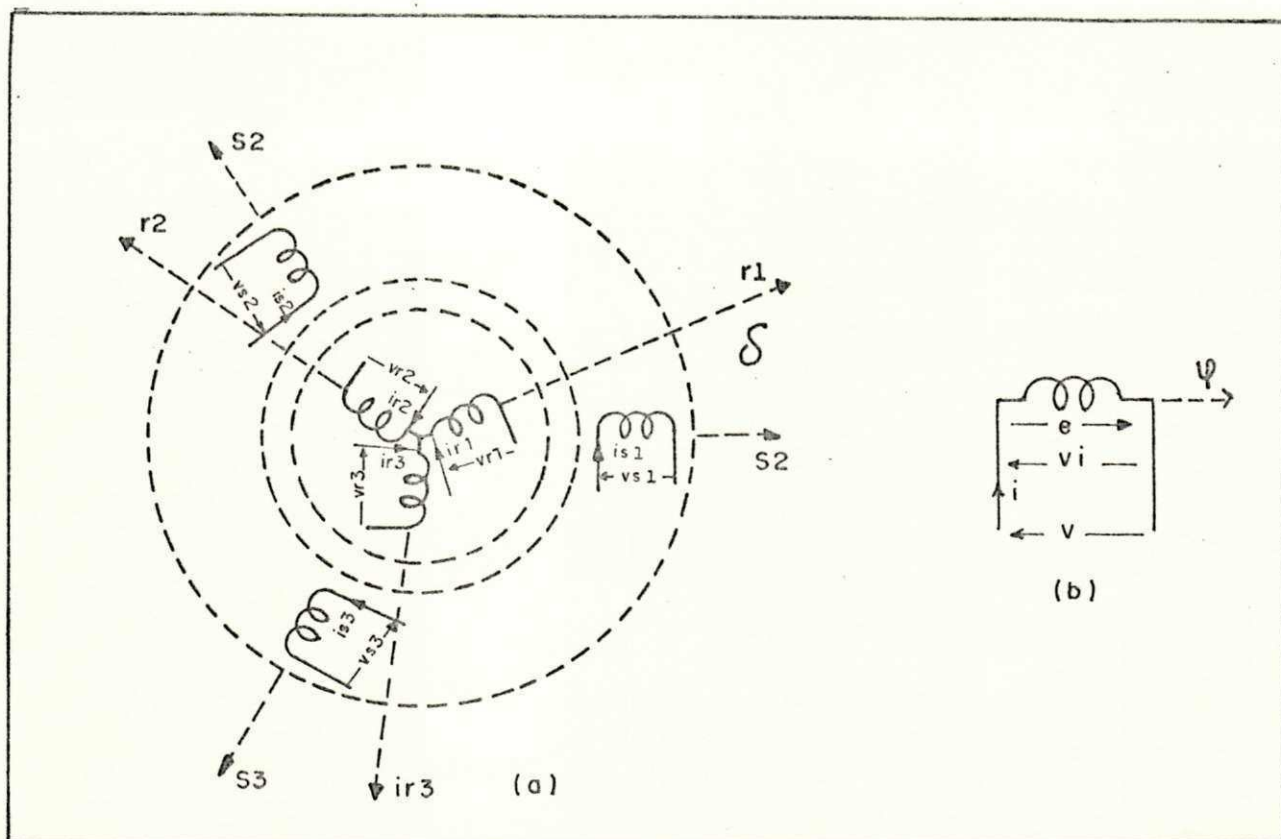


Figura 2.1: (a) máquina simétrica trifásica.

(b) convenção utilizada para as grandezas da máquina em uma bobina.

### Expressões de fluxo magnético

$$\Phi_S = L_{SS} \cdot i_S + L_{Sr} \cdot i_r \quad (2.1-a)$$

$$\Phi_r = L_{rS} \cdot i_S + L_{rr} \cdot i_r \quad (2.1-b)$$

Definindo-se as matrizes e vetores:

$$\Phi_S = [\Phi_{S1} \ \Phi_{S2} \ \Phi_{S3}]^T \quad (2.2-a)$$

$$\Phi_r = [\Phi_{r1} \ \Phi_{r2} \ \Phi_{r3}]^T \quad (2.2-b)$$

$$i_S = [i_{S1} \ i_{S2} \ i_{S3}]^T \quad (2.3-a)$$

$$i_r = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3}]^T \quad (2.3-b)$$

$$L_{SS} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$L_{SR} = L_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \cos(\delta+2\pi/3) & \cos(\delta+4\pi/3) \\ \cos(\delta+4\pi/3) & \cos(\delta) & \cos(\delta+2\pi/3) \\ \cos(\delta+2\pi/3) & \cos(\delta+4\pi/3) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$L_{RS} = L_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \cos(\delta+4\pi/3) & \cos(\delta+2\pi/3) \\ \cos(\delta+2\pi/3) & \cos(\delta) & \cos(\delta+4\pi/3) \\ \cos(\delta+4\pi/3) & \cos(\delta+2\pi/3) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

O sistema (2.1) pode ainda ser escrito de forma mais compacta:

$$\Phi = L \cdot i \quad \text{onde,}$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_S \\ \Phi_R \end{bmatrix} \quad i = \begin{bmatrix} i_S \\ i_R \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{RS} & L_{RR} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Observa-se que :

- $L_{SS}$  e  $L_{RR}$  são matrizes simétricas
- $L_{SR}$  e  $L_{RS}$  não são matrizes simétricas, mas circulares  
( $x_{ij} = x_{i+1, j+1}$ ).
- $L_{SR} = L_{RS}^T$

### Expressões de tensão

A orientação das bobinas, por convenção (fig.2.1), são de tal forma que uma corrente  $> 0$  cria um fluxo  $> 0$  (sentido do eixo). Assim :

$$v_i = +p\dot{\Phi}$$

Onde  $v_i$  é a tensão induzida nos terminais da bobina ( $v_i = -e$ , sendo  $e$  a fem) e  $\Phi$  o fluxo da bobina. Considerando a escolha da convenção receptor :



$$v = R.i + v_i \quad (2.8)$$

$$v = R.i + p\Phi \quad (2.9)$$

Pode-se obter as equações matriciais de tensão a partir das equações de fluxo:

$$v = R.i + L.pi + w_r \{ p\delta L \}.i \quad (2.10)$$

Onde:

$$v = \begin{bmatrix} v_S \\ v_R \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} R_S \\ R_R \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$v_S = | v_{S1} \ v_{S2} \ v_{S3} |^T \quad v_R = | v_{R1} \ v_{R2} \ v_{R3} |^T \quad (2.12)$$

$$R_S = \begin{bmatrix} r_S & 0 & 0 \\ 0 & r_S & 0 \\ 0 & 0 & r_S \end{bmatrix} \quad R_R = \begin{bmatrix} r_R & 0 & 0 \\ 0 & r_R & 0 \\ 0 & 0 & r_R \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

O termo diferencial de corrente em (2.10) é a tensão induzida de transformação e o termo em  $w_r$  é a tensão induzida de rotação.

Expressão de conjugado

$$c_e = i_S^T \cdot \{ p\delta L_{SR} \} \cdot i_R \quad (2.14)$$

Expressão de potência instantânea

$$P = i^T \cdot v \quad (2.15-a)$$

$$P = i^T \cdot R \cdot i + i^T \cdot L \cdot pi + w_r \cdot i^T \cdot L \cdot i \quad (2.15-b)$$

O termo diferencial da corrente corresponde a potência de transformação e o termo em  $w_r$  corresponde a potência de rotação (conjugado).

## 2.4 - TRANSFORMAÇÃO TRIFÁSICA BIFÁSICA

A representação de fluxo e tensão da máquina no referencial trifásico, apresenta elementos senoidais que variam de acordo com a posição rotórica ( $\delta$ ). O fato destas grandezas serem variáveis no tempo torna sua utilização para resolução das equações diferenciais na forma analítica impossível. Uma simplificação suplementar pode ser obtida definindo-se uma transformação que origina matrizes com elementos constantes e para tanto, utiliza-se um eixo de referência comum.

As matrizes de transformação são encontradas pela determinação dos enrolamentos nos eixos dq que criem a mesma indução de fluxo no entreferro que os enrolamentos originais nos eixos 123 (trifásico), conservando-se o mesmo valor de potência elétrica da máquina trifásica (versão conservativa de potência) (Jacobina, 1989).

A transformação trifásica-bifásica, origina um sistema de equações não-lineares com coeficientes constantes em um eixo arbitrário girando a uma frequência  $\omega_g$  em relação ao referencial fixo (estator). O ângulo  $\delta_g$  é o argumento da matriz de transformação  $T(\delta_g)$ .

A transformação é definida para grandezas estatóricas e rotóricas por :

$$X_{odq} = T(\delta_g)^{-1} \cdot X_{123} \quad (2.16)$$

$$X_{123} = T(\delta_g) \cdot X_{odq} \quad (2.17)$$

$$T(\delta_g)^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\delta_g) & \cos(\delta_g - 2\pi/3) & \cos(\delta_g - 4\pi/3) \\ -\text{sen}(\delta_g) & -\text{sen}(\delta_g - 2\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$T(\delta_g) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g) & -\text{sen}(\delta_g) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - 2\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - 4\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Para as grandezas rotóricas, basta substituir nas expressões (2.18) e (2.19) o ângulo  $\delta_g$  do eixo d em relação ao estator fixo pelo ângulo  $\delta_g - \delta$ , que é o ângulo do eixo d em relação ao rotor.

Várias são as possibilidades para posicionamento do eixo de referência dq (Lima, 1989):

a) eixo dq ligado ao estator fixo ( $w_g = 0$ ), esta opção elimina as dificuldades inerentes a determinação, em tempo real do ângulo  $\delta_g$ ;

b) eixo dq ligado ao rotor ( $w_g = w_r$ );

c) eixo dq ligado ao campo girante ( $w_g = w_s$ ), neste caso, as variáveis (fluxo, corrente e tensão) serão em regime permanente, grandezas contínuas.

Na figura (2.2) pode-se observar os vetores associados as variáveis da máquina o par de eixos dq qualquer e os eixos do estator e do rotor da fase 1:

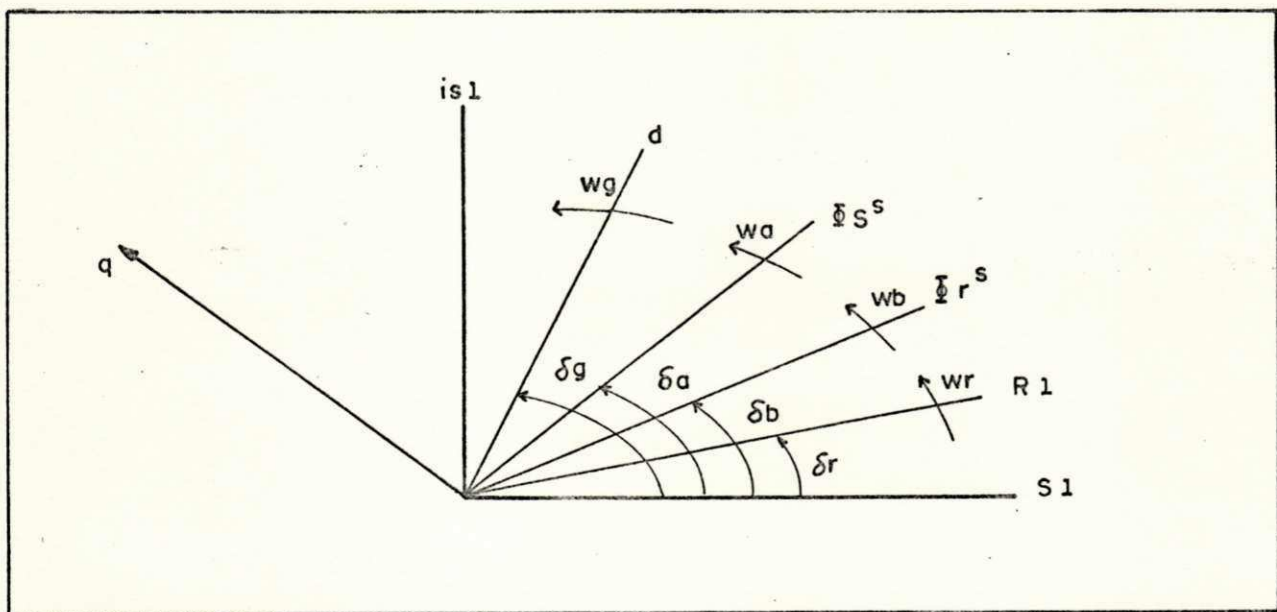


Figura 2.2: Eixos de referência da transformação dq generalizada

Na figura (2.2), os eixo  $S_1$  e  $R_1$  correspondem, ao eixo estatórico (também denominado de referencial fixo ou estacionário) e ao eixo rotórico respectivamente.  $w_r$ ,  $w_a$  e  $w_b$  correspondem as velocidades: rotórica, do vetor fluxo estatórico



e do vetor fluxo rotórico, os ângulos  $\delta_r$ ,  $\delta_a$  e  $\delta_b$  são seus respectivos ângulos referenciados ao estator fixo. O eixo d corresponde a transformação trifásica-bifásica girando a uma frequência  $w_g$  e posicionado a um ângulo  $\delta_g$  genérico em relação ao estator. A escolha deste ângulo  $\delta_g$  é que define em qual eixo (estatístico, rotórico, fluxo estatístico ou rotórico) será obtido o modelo de atuação da máquina para o cálculo dos controladores.

- Equações elétricas -

Expressões dos fluxos estatísticos e rotóricos:

$$\Phi_s^E = l_s \cdot i_s^E + l_m \cdot i_r^E \quad (2.20-a)$$

$$\Phi_s^E = \Phi_{sd}^E + j \cdot \Phi_{sq}^E \quad (2.20-b)$$

$$\Phi_r^E = l_r \cdot i_r^E + l_m \cdot i_s^E \quad (2.20-c)$$

$$\Phi_r^E = \Phi_{rd}^E + j \cdot \Phi_{rq}^E \quad (2.20-d)$$

Expressões das correntes estatísticas e rotóricas:

$$i_s^E = i_{sd}^E + j i_{sq}^E \quad (2.21-a)$$

$$i_r^E = i_{rd}^E + j i_{rq}^E \quad (2.21-b)$$

Expressões das tensões estatísticas e rotóricas:

$$v_s^E = r_s \cdot i_s^E + p \Phi_s^E + j \cdot w_g \cdot \Phi_s^E \quad (2.22-a)$$

$$v_s^E = v_{sd}^E + j \cdot v_{sq}^E \quad (2.22-b)$$

$$v_r^E = r_r \cdot i_r^E + p \Phi_r^E - j \cdot (w_g - w_r) \Phi_r^E = 0 \quad (2.22-c)$$

$$v_r^E = v_{rd}^E + j \cdot v_{rq}^E = 0 \quad (2.22-d)$$

Onde:

$$w_r = p \delta_r$$

$w_g$  = velocidade eixos dq

$w_r$  = velocidade angular elétrica do rotor

- Equações mecânicas -

Expressões do conjugado eletromagnético:

$$c_e = P \cdot l_m (\text{Im}(i_s^E (i_r^E)^-)) \quad (2.23-a)$$

$$c_e = P \cdot i_s \cdot \Phi_s \cdot \text{sen}(\delta_i - \delta_a) \quad (2.23-b)$$

$$c_e = P \cdot (l_m / l_r) \cdot i_s \cdot \Phi_r \cdot \text{sen}(\delta_i - \delta_b) \quad (2.23-c)$$

A equação (2.24-a) evidencia o fato de que o conjugado resulta da interação de correntes estatóricas e rotóricas em quadratura.

Expressão da dinâmica de rotação da máquina:

$$K_J \cdot P(w_n) = c_e - c_r - c_a \quad (2.24-a)$$

$$w_n = w_r / P \quad (2.24-b)$$

$$c_a = K_F \cdot w_n \quad (2.24-c)$$

$$P(\delta_r) = w_r \quad (2.24-d)$$

Onde:

$K_F$  = coeficiente de atrito

$K_J$  = momento de inércia da máquina

$w_n$  = velocidade angular mecânica do rotor

$c_r$  = conjugado resistente ou de carga

$c_a$  = conjugado de atrito

$P$  = número de pares de pólos

A equação diferencial da velocidade angular elétrica do rotor ( $w_r$ ) é dada por:

$$P(w_r) = (1/K_J) \cdot [P(c_e - c_r) - K_F \cdot w_r] \quad (2.25)$$

Considerando-se que a máquina está ligada com o neutro flutuante (ligação em estrela), as componentes de correntes homopolares serão nulas, pode-se portanto considerar a existência apenas das componentes dq.

## 2.5 - AS VARIÁVEIS DE ESTADO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA

Considerando o "modelo exato" de uma máquina assíncrona (equações elétricas e mecânicas) este se constitui em um sistema não linear, invariante, de sexta ordem onde além dos fluxos estatóricos ( $\Phi_{sd}$  e  $\Phi_{sq}$ ) e rotóricos ( $\Phi_{rd}$  e  $\Phi_{rq}$ ), a posição angular elétrica do rotor ( $\delta_r$ ) e a velocidade angular elétrica do mesmo ( $w_r$ ) também constituem variáveis de estado.

Considera-se em Lima(1989), um procedimento que possibilita, contornar esta não linearidade para máquinas assíncronas de potência nominal superior a 1KW. Admite-se para tanto que a

constante de tempo do módulo mecânico do sistema é dominante em relação as constantes de tempo do módulo elétrico.

Admitida esta separação de modos considera-se a velocidade do motor como um parâmetro variável mensurável da matriz dinâmica do sistema  $A(w_r)$ .

$$pX(t) = A(w_r).X(t) + B.u(t) \quad (2.26-a)$$

$$Y(t) = C.X(t) \quad (2.26-b)$$

Definindo  $X(t) = [\Phi_{sd} \Phi_{sq} \Phi_{rd} \Phi_{rq}]^T$  (vetor de variáveis de estado do sistema de ordem  $n = 4$ );  $u(t) = [v_{sd} v_{sq}]^T$  (vetor das tensões de entrada de ordem  $r = 2$ ); e  $Y(t) = [i_{sd} i_{sq}]^T$  (vetor de correntes de saída de ordem  $m = 2$ ).

A matriz  $C$  definida a seguir reflete a dependência linear entre fluxo e corrente, que permite escolher diferentes variáveis de estado. A utilização de fluxos como variáveis de estado proporciona valores dos parâmetros do modelo com a mesma ordem de grandeza, isto simplifica sensivelmente os algoritimos de controle via microcomputador (Lima, 1989).

As matrizes do modelo em termos de fluxos (estatórico /rotórico) das equações (2.27) são definidas como:

$$A(w_r) = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{\sigma.l_s} & -w_g & \frac{r_s.l_m}{\sigma.l_s.l_r} & 0 \\ w_g & -\frac{r_s}{\sigma.l_s} & 0 & \frac{r_s.l_m}{\sigma.l_s.l_r} \\ \frac{r_r.l_m}{\sigma.l_s.l_r} & 0 & -\frac{r_r}{\sigma.l_r} & (w_g-w_r) \\ 0 & \frac{r_r.l_m}{\sigma.l_s.l_r} & -(w_g-w_r) & -\frac{r_r}{\sigma.l_r} \end{bmatrix}$$



$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot l_S} & 0 & -\frac{l_m}{\sigma \cdot l_S \cdot l_R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot l_S} & 0 & -\frac{l_m}{\sigma \cdot l_S \cdot l_R} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$\sigma = 1 - (l_m^2 / l_S \cdot l_R)$  - coeficiente de dispersão magnética.

### 2.5.1 - Posicionamento do sistema de eixos dq de referência.

Entre diversas possibilidades para definição da posição dos eixos dq, eles podem ser ligados ao estator ( $w_g = 0$ ), ligados ao rotor ( $w_g = w_r$ ) ou ligados ao campo girante ( $w_g = w_S$ ).

A primeira escolha ( $w_g = 0$ ) descarta as dificuldades inerentes (principalmente para controle em tempo real) do ângulo  $\delta_S$  ou da posição rotórica  $\delta_r$ , reduzindo também o número de transformações (as variáveis transformadas são obtidas por simples operações algébricas a partir das grandezas trifásicas).

A segunda escolha ( $w_g = w_r$  - sobre o rotor), é necessário o conhecimento da posição instantânea do rotor  $\delta_r$ , as transformações trigonométricas necessárias aumentam a complexidade das medições para efetuarmos o rebatimento sobre o rotor.

A terceira opção, posicionando os eixos dq sobre o campo ( $w_g = w_S$ ) definido pela frequência das tensões senoidais  $V_S$  de alimentação estatórica, todas as variáveis (fluxos, correntes e tensões) são grandezas contínuas em regime permanente. Torna-se portanto mais fácil a análise da resposta a transitórios nas grandezas de controle do sistema. Entretanto, esta escolha implica no uso de transformações de coordenadas em que é necessário o conhecimento do ângulo  $\delta_S$  do campo girante em relação ao estator fixo.

## 2.6 - MÉTODO DE RESOLUÇÃO DE EQUAÇÕES DIFERENCIAIS ORDINÁRIAS: MÉTODO DE RUNGE-KUTTA

A máquina assíncrona, simulada em um modelo dq, corresponde a um sistema de equações diferenciais ordinárias de sexta ordem. Vários são os métodos numéricos para resolução deste tipo de equações e, todos eles podem ser aplicados, variando contudo o grau de sucesso e aplicabilidade.

O método utilizado aqui, método de Runge-Kutta, é um dos mais largamente utilizados para resolução das equações diferenciais ordinárias.

De acordo com Hornbeck(1975), as vantagens deste método são:

- 1) Facilidade de programar.
- 2) Possuir boas características de estabilidade.
- 3) O passo de cálculo utilizado, pode ser alterado sem maiores complicações.
- 4) Não necessita ser inicializado, o início de processamento é automático.

Suas principais desvantagens são:

- 1) Requer significativamente mais tempo de cálculo se comparado com outros métodos de igual precisão.
- 2) A definição dos erros "locais" são geralmente difíceis de obter.

O método de Runge-Kutta mais largamente utilizado é o de quarta ordem, representado da forma a seguir:

$$y_{j+1} = y_j + ht[(1/6)f(y_j, t_j) + (1/3)f(y_{j+1/2}^*, t_{j+1/2}) + (1/3)f(y_{j+1/2}^{**}, t_{j+1/2}) + (1/6)f(y_{j+1}^*, t_{j+1})] \quad (2.29)$$

Onde:

$$\begin{aligned} y_{j+1/2}^* &= y_j + h/2(f(y_j, t_j)) \\ y_{j+1/2}^{**} &= y_j + ht/2(f(y_{j+1/2}^*, t_{j+1/2})) \\ y_{j+1}^* &= y_j + ht(f(y_{j+1/2}^{**}, t_{j+1/2})) \\ t_{j+1/2} &= t_j + ht/2 \end{aligned}$$



Onde  $y_{j+1/2}^*$ ,  $y_{j+1/2}^{**}$  e  $\check{y}_{j+1}$  são os valores intermediários. Estes valores devem ser calculados na ordem apresentada pois são interdependentes. Esta fórmula requer quatro "evoluções" de  $f$ , as quais para complicadas funções podem consumir um tempo exagerado.

É essencial, independente do método utilizado para resolução das equações diferenciais, verificar de que o passo de cálculo seja suficientemente pequeno de forma a propiciar uma resposta suficientemente apurada. O método de Runge-Kutta é dito de passo simples, pois a aproximação de  $y_{j+1}$  depende apenas do resultado  $y_j$  da etapa anterior.

## 2.7 - CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se o modelo dinâmico contínuo da máquina assíncrona. O posicionamento do sistema de eixos dq foi feito no campo girante baseado em considerações de que as grandezas a serem controladas são contínuas o que torna mais fácil a análise da resposta a transitórios nas grandezas de controle do sistema.

Para resolução das equações diferenciais ordinárias do modelo representativo da máquina no sistema bifásico dq, utilizou-se o método de Runge-Kutta de quarta ordem em função das vantagens por este apresentadas.



## CAPÍTULO 3

### ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

Nos métodos de controle escalar com fontes de corrente e fontes de tensão, as variáveis básicas de controle do motor de indução, são: tensão ou corrente, suas frequências e fluxo de magnetização. Por exemplo, no controle escalar em tensão, conjugado e fluxo de magnetização são funções da tensão e frequência. Esta dependência determina uma resposta lenta e um baixo desempenho dinâmico do sistema, comparando-o com os métodos de controle vetorial.

Para o método de controle escalar mais utilizado (volts/hertz - figura 1.3), o tempo de resposta à um degrau de conjugado, em máquinas de baixa potência (até 10kW), é da ordem de 0,5s, enquanto que, para o esquema de controle vetorial utilizando o escorregamento a fluxo estático constante (Salvadori, 1991), este tempo é da ordem de 0,02s. Se considerarmos o esquema de campo orientado convencional, (Heinemann, 1989), o tempo de resposta é de apenas 0,001s aproximadamente.

Para inversões da referência do conjugado, é solicitado um aumento da frequência de escorregamento com um desejado nível de fluxo, o acoplamento existente entre fluxo e conjugado e o fato do controle escalar atuar apenas no módulo das grandezas de controle ficam mais evidentes, pois, o fluxo não permanecerá constante (ver figura 5.1 capítulo 5).

A implementação de sistemas de controle de máquinas assíncronas com alto desempenho, demanda que o controle da

excitação magnética (nível de fluxo da máquina) e o controle do conjugado eletromagnético sejam inteiramente desacoplados, de forma a evitar que na aplicação de degraus de referência de conjugado, positivos e negativos, as grandezas interajam.

Para obtenção do desacoplamento de fluxo e conjugado, Bose(1986a), propôs a utilização de funções de transferência desacopladas. Nesta estratégia, que é um método escalar, os parâmetros de desacoplamento são adaptados para diferentes pontos de operação sendo determinados "off-line", a partir do modelo da máquina.

Outra forma de obter-se desacoplamento de variáveis, foi proposto por Falb(1967), que utiliza as técnicas de espaço de estados, fazendo uso para tanto, da realimentação de estados e escolha adequada de pólos para obtenção de um sistema de controle estável em malha fechada.

De qualquer forma, visto que o modelo da máquina assíncrona é não linear, o uso destas técnicas tende a ser de difícil implementação. Pode-se, contudo, obter um desacoplamento direto pela escolha de um modelo adequado da máquina assíncrona (variáveis de estado e eixos de referência), os quais permitirão o uso de controladores convencionais nas malhas de controle de fluxo e conjugado, como proposto por Lima(1989).

Em Lima(1989), o modelo da máquina para escolha dos eixos de referência para o cálculo dos controladores, é definido como "modèle d'action généralise". Neste trabalho este modelo é chamado "modelo de atuação".

Três são as possibilidades para posicionamento dos eixos de referência do modelo de atuação, no referencial fixo ( $w_g=0$ ), referencial síncrono (fluxo estatórico -  $w_g=w_a$  ou fluxo rotórico  $w_g=w_b$ ) e referencial rotórico ( $w_g=w_r$ ).

Na maior parte dos trabalhos realizados, tanto para máquinas assíncronas (Jacobina, 1990), como para máquinas síncronas (Silva, 1991), a escolha recai sobre o campo girante. Nesta opção, as variáveis controladas são então, em regime permanente,



grandezas contínuas. Desenvolvendo a estratégia de controle para esse modelo no referencial campo, pode-se observar imediatamente, os efeitos dos sinais de comando sobre a dinâmica da máquina nas simulações e ensaios experimentais. Esta escolha implica na necessidade de conhecimento do ângulo  $\delta_S$  (onde  $p\delta_S = \omega_S$ ).

Posicionando-se os eixos do modelo sobre o referencial estático (fixo)  $\omega_g=0$ , as grandezas a controlar são alternadas. Descarta-se assim, as dificuldades inerentes à determinação do ângulo  $\delta_S$ . A obtenção das variáveis transformadas é feita por simples operações algébricas a partir das grandezas trifásicas.

A terceira opção, eixo de referência sobre o rotor ( $\omega_g=\omega_r$ ), é utilizada em estratégias de controle onde a grandeza de excitação é o fluxo rotórico. Necessita-se saber neste caso a posição do eixo rotórico  $\delta_r$ .

No controle desacoplado o objetivo fundamental é controlar fluxo e conjugado independentemente, para se obter uma resposta dinâmica rápida e bom desempenho em regime permanente, comparável ao de uma máquina CC.

Em um controle em cascata (posição, velocidade, corrente), a malha interna de controle de conjugado é o bloco base para controle de posição ou velocidade. Uma resposta rápida do controlador de conjugado pode minimizar o efeito de perturbações de carga na velocidade ou posição (Ho, 1988).

Os fluxos magnéticos normalmente mantidos constantes são: fluxo estático, fluxo de entreferro ou fluxo rotórico. A amplitude do fluxo de referência, é função do fluxo nominal da máquina. Entende-se por fluxo nominal o fluxo obtido quando a máquina opera a frequência e tensão nominais e em vazio. O sinal de realimentação de fluxo pode ser obtido de maneira direta (sensores de fluxo de efeito Hall) ou utilizando observadores de fluxo (Lima, 1989).

A existência de uma dependência linear entre fluxo e corrente permite escolher diferentes variáveis de estado segundo as combinações de fluxo e corrente. As estratégias de controle de



fluxo e conjugado desacoplado, podem então ser classificadas de acordo com a componente de fluxo utilizada para manter a excitação magnética do motor, constante no nível desejado, e a escolha da variável de estado (fluxo ou corrente) ou o escorregamento, aplicada para controlar o conjugado. O conjugado pode ser controlado pela frequência de escorregamento da variável escolhida para excitar a máquina, ou pela componente de fluxo ou corrente em quadratura. São disponíveis duas variáveis de atuação: fluxo-fluxo ou fluxo-corrente; uma das variáveis (excitação) permanecerá constante, fora da região de enfraquecimento de campo, e a outra (principal) variará segundo a referência de conjugado. A variável principal deve apresentar uma resposta dinâmica rápida (constante de tempo pequena), para responder imediatamente às variações de conjugado desejadas (Salvadori, 1991).

As estratégias de controle apresentadas são divididas em dois grupos: 1) controle vetorial em quadratura e, 2) controle vetorial por escorregamento.

### 3.2 - CONTROLE VETORIAL EM QUADRATURA

O conjugado eletromagnético de uma máquina assíncrona, definido em 1.2.2.2. como a interação do fluxo de magnetização e as FMM, pode ser expresso pela magnitude de um produto vetorial de duas quantidades vetoriais  $x_1^E$  e  $x_2^E$  (ver equações 2.24). A equação a seguir é uma forma geral para expressão do conjugado:

$$c_e = k_{12} \cdot x_1 \cdot x_2 \cdot \text{sen} \delta_{21} \quad (3.1)$$

Nesta equação  $x_1$ ,  $x_2$  são a magnitude dos vetores,  $\delta_{21}$  é o ângulo entre eles (ângulo de conjugado) e  $k_{12}$  é uma constante dependente dos parâmetros da máquina. Na expressão anterior,  $x_1$  e  $x_2$  podem ser escolhidos como uma combinação fluxo-fluxo ou fluxo-corrente. Supondo que  $x_1$  seja definida como a variável de excitação, ela será mantida constante exceto na região de enfraquecimento de campo. O conjugado motor será então controlado por  $x_2 \cdot \text{sen} \delta_{21}$  que corresponde a magnitude da componente de  $x_2$  em quadratura com  $x_1$ . O esquema de controle em campo orientado é um

caso particular desta estratégia.

Nesse estudo considerou-se como variável principal a corrente estatórica e funcionando como variável secundária os fluxos estatórico ou rotórico.

### 3.2.1 - Controle vetorial em quadratura: fluxo estatórico/corrente estatórica

No controle em quadratura a fluxo estatórico constante, o eixo d é posicionado sobre o vetor fluxo estatórico,  $\Phi_{sd} = \Phi_s$  e  $\Phi_{sq} = 0$ , movendo-se em sincronismo com este.

Quando referenciada a onda de FMM das correntes estatóricas, representadas pelo vetor corrente estatórica, para este vetor fluxo, somente a componente em quadratura de  $i_s$  ( $i_{sq}$ ) contribui no fornecimento de conjugado, enquanto a componente em fase define a magnetização da máquina. Portanto, neste esquema de controle  $\Phi_s^*$  e  $i_{sq}^*$  são o fluxo estatórico nominal e a corrente de referência em quadratura (imagem do conjugado), respectivamente.

O controle vetorial a fluxo estatórico, permite um controle mais simples, quando a máquina é alimentada diretamente em tensão, além disso, efetua-se o controle fluxo/conjugado, necessitando de apenas um controlador de corrente de eixo q, pois em eixo d o controle é feito diretamente fluxo  $\rightarrow$  tensão.

A expressão do conjugado (grandezas no referencial fluxo estatórico índice a) é obtida à partir de 2.24:

$$c_e = P(\Phi_{sd}^a \cdot i_{sq}^a - \Phi_{sq}^a \cdot i_{sd}^a) \quad (3.2-a)$$

Como  $\Phi_{sq}^a = 0$ ,  $c_e$  resulta da forma:

$$c_e = P \cdot \Phi_s \cdot i_{sq}^a \quad (3.2-b)$$

Onde  $\Phi_s$  é a magnitude do fluxo estatórico e  $i_{sq}^a$  é a componente de corrente estatórica em quadratura com o vetor  $\Phi_s^a$ . O desacoplamento entre os comandos de fluxo e conjugado somente é válido abaixo do valor de "pull-out" de conjugado, região onde é



possível controlar  $\Phi_S$  e  $i_{sq}^a$  independentemente.

Duas são as possibilidades para efetuar o controle de fluxo e conjugado para esta estratégia. A primeira é utilizar a expressão dinâmica da tensão estatórica, em eixo genérico (g), relacionando tensões e fluxo, obtida a partir das expressões (2.20 - 2.23), que resulta da forma:

$$v_S^g = (1/\sigma/\tau_S) \cdot \Phi_S^g - (l_m/\sigma/\tau_S/l_r) \cdot \Phi_r^g + p\Phi_S^g + jw_g \cdot \Phi_S^g \quad (3.3)$$

Separando em componentes real e imaginária (dq) a expressão do fluxo de magnetização (eixo d), no referencial campo (fluxo estatórico  $w_g = w_a$ ) é da forma:

$$v_{sd}^a = (1/\sigma/\tau_S) \cdot \Phi_{sd}^a - (l_m/\sigma/\tau_S/l_S) \cdot \Phi_{rd}^a + p\Phi_{sd}^a - w_a \cdot \Phi_{sq}^a \quad (3.4)$$

Onde  $u_{rd}^a (= (l_m/\sigma/\tau_S/l_S) \cdot \Phi_{rd}^a)$  são perturbações a compensar (fem's rotóricas) e  $e_{sd}^a (= w_a \cdot \Phi_{sq}^a)$  são as fem's estatóricas. Esta expressão de controle mostra a existência de acoplamento entre as componentes de fluxo estatórico.

A expressão dinâmica de tensão estatórica em função de corrente estatórica e fluxo rotórico utilizada para controle de corrente (eixo q), é apresentada na forma a seguir em um eixo genérico g, obtida a partir de (2.20 - 2.23):

$$v_S^g = (r_S + r_r(l_m/l_r)^2) i_S^g + \sigma \cdot l_S \cdot p i_S^g + (jw_r - 1/\tau_r)(l_m/l_r) \Phi_r^g + j \cdot w_g \cdot \sigma \cdot l_S \cdot i_S^g \quad (3.5)$$

Separando em componentes real e imaginária tem-se a expressão de controle de conjugado - eixo q (no referencial campo  $w_g = w_a$ ) na forma:

$$v_{sq}^a = (r_S + r_r(l_m/l_r)^2) i_{sq}^a + \sigma \cdot l_S \cdot p i_{sq}^a + \Phi_{rd}^a \cdot w_r \cdot l_m/l_r - \Phi_{rq}^a \cdot l_m/l_r/\tau_r + w_a \cdot \sigma \cdot l_S \cdot i_{sd}^a \quad (3.6)$$

Onde  $u_{rd}^a (= \Phi_{rd}^a \cdot w_r \cdot l_m/l_r - \Phi_{rq}^a \cdot l_m/\tau_r/l_r)$  e  $e_{sq}^a (= w_a \cdot \sigma \cdot l_S \cdot i_{sd}^a)$  são as perturbações a compensar.

A segunda forma de efetuar o controle é utilizar (no referencial genérico), a expressão (2.22) diretamente:



$$v_s^g = r_s \cdot i_s^g + p\Phi_s^g + j \cdot \omega_g \cdot \Phi_s^g \quad (3.7)$$

A equação (3.7) em termos dq no eixo de referência fluxo estatórico ( $\omega_g = \omega_a$ ,  $\Phi_{sd}^a = \Phi_s$  e  $\Phi_{sq} = 0$ ):

$$v_{sd}^a = r_s \cdot i_{sd}^a + p\Phi_s \quad (3.8-a)$$

$$v_{sq}^a = r_s \cdot i_{sq}^a + \omega_a \cdot \Phi_s \quad (3.8-b)$$

Onde  $e_{sd}^a (= r_s \cdot i_{sd}^a)$  e  $e_{sq}^a (= \omega_r \cdot \Phi_s)$  são as perturbações a serem compensados. Observa-se que  $\omega_a$  é aproximada por  $\omega_r$ .

Em face da expressão (3.8-b) ser uma expressão algébrica, para efeito do cálculo do controlador  $R_{i^a}$  utiliza-se a constante de tempo da expressão (3.6).

Um esquema genérico desta estratégia pode ser visto na figura (3.1) a seguir, observa-se que, caso as expressões utilizadas para controle sejam (3.8-a/b), não tem-se termos  $u_{rd}^a$  e  $u_{rq}^a$  para compensar.

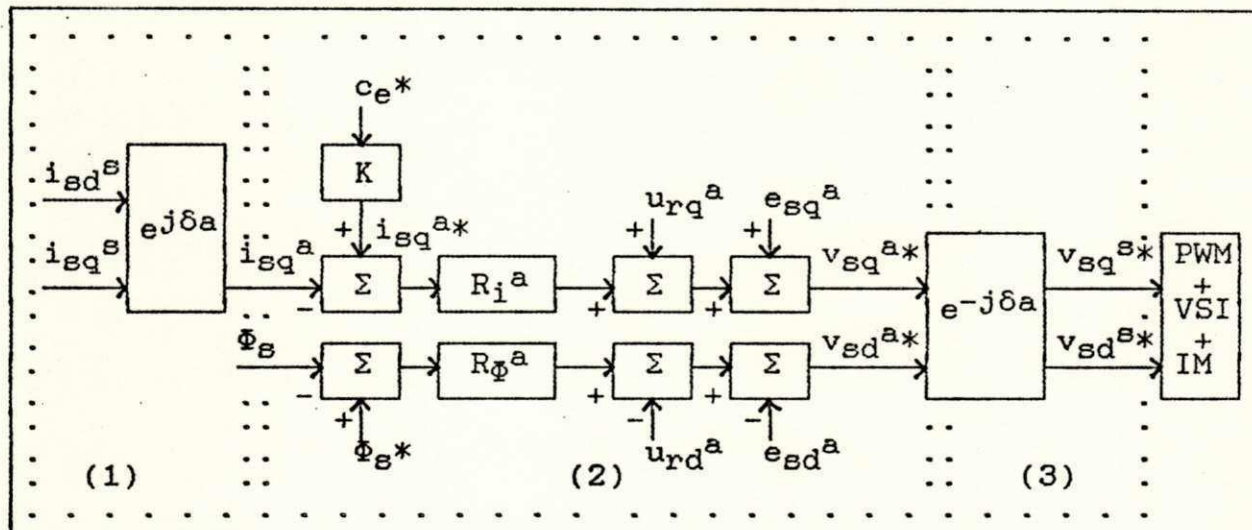


Figura 3.1 - Esquema de controle vetorial em quadratura a fluxo estatórico constante (eqs. 3.4 e 3.6 ou eqs. 3.8-a e 3.8-b).

Na figura (3.1), os blocos delimitados por pontos correspondem a: (1) transformação de coordenadas das correntes estatóricas (do referencial estatórico para o síncrono), de acordo com a figura (1.7); (2) controle de corrente ( $R_{i^a}$ ) e fluxo ( $R_{\Phi^a}$ ) no referencial campo e (3) transformação de coordenadas

inversa, de acordo com a figura (1.7). O bloco  $K (=1/P/\Phi_B^a)$  é uma constante.

### 3.2.2 - Controle vetorial em quadratura - fluxo rotórico/corrente estatórica.

A caracterização do controle em quadratura a fluxo rotórico constante, é feita utilizando-se a equação dinâmica deste fluxo em função da corrente estatórica. Nesta seção serão tratados apenas os controladores de fluxo e conjugado, posteriormente serão apresentados os controladores de corrente. O modelo de atuação relacionando correntes estatóricas e fluxo rotórico com os eixos posicionados sobre o vetor fluxo rotórico é obtido a partir das equações (2.20 - 2.23):

$$(l_m/\tau_r).i_s^g = (1/\tau_r).\Phi_r^g + p\Phi_r^g + j(\omega_g - \omega_r)\Phi_r^g \quad (3.9)$$

Posicionando o eixo d sobre o vetor fluxo rotórico ( $\omega_g = \omega_b$  e as componentes de fluxo  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  e  $\Phi_{rq} = 0$ ), a expressão de controle do fluxo de magnetização obtida de (3.9) (componentes reais), é da forma:

$$(l_m/\tau_r).i_{sd}^b = (1/\tau_r).\Phi_{rd}^b + p\Phi_{rd}^b \quad (3.10)$$

A equação para as componentes complexas em (3.9) fornece a relação entre, a corrente de conjugado  $i_{sq}^b$ , o fluxo  $\Phi_r$  e o escorregamento  $w_{br}$ :

$$w_{br} = (l_m.i_{sq}^{b*}/\tau_r/\Phi_r^*) \quad (3.11)$$

A expressão para o conjugado é da forma:

$$c_e = P.(l_m/l_r).\Phi_r.i_{sq}^b \quad (3.12)$$

Esta estratégia de controle corresponde ao controle em campo orientado tradicional.

Este tipo de controle consiste em impor o conjugado, através da corrente em quadratura  $i_{sq}^b$ , e o fluxo  $\Phi_r$  constante, fora da região de enfraquecimento de campo, através da corrente em fase  $i_{sd}^b$ . Escolhe-se, portanto, um novo sistema de coordenadas complexas móveis, onde o eixo real coincide com o vetor fluxo



rotórico e o eixo imaginário com a corrente em quadratura (imagem do conjugado desejado)  $i_{sq}^{b*}$ .

É conveniente que cada subsistema coincida com um dos eixos (d ou q), e que, o fluxo rotórico seja controlado no eixo d, através da realimentação de fluxo rotórico (medido ou estimado), o que caracteriza o controle direto. No subsistema composto da expressões de índice q (eixo q), efetua-se o controle de conjugado através de uma referência deste ( $c_e^*$ ) que "gera" uma corrente  $i_{sq}^{b*}$  (ver figura 3.2 bloco (1)).

O controle a campo orientado, pressupõe correntes estatóricas "impostas" segundo as referências  $i_{sd}^{s*}$  e  $i_{sq}^{s*}$ , obtidas da transformação de  $i_{sd}^{b*}$  e  $i_{sq}^{b*}$ . Dessa forma a influência da fonte de corrente, necessária em função da complexidade de efetuarmos o controle fluxo rotórico tensão estatórica diretamente, é primordial para o bom desempenho do sistema.

O diagrama em blocos baseado nas equações acima é apresentado na figura (3.2).

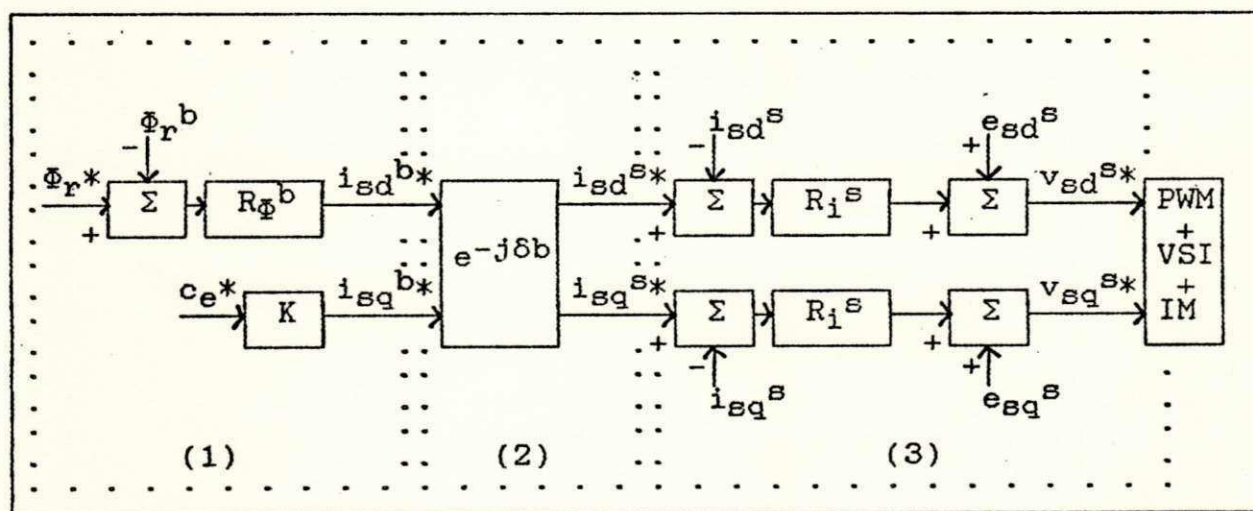


Figura 3.2 - Esquema de controle vetorial em quadratura a fluxo rotórico constante - Campo Orientado convencional.

Na figura (3.2), os blocos delimitados por pontos correspondem a: (1) controle de fluxo ( $R_\Phi^b$ ) no referencial síncrono e cálculo da corrente de referência de conjugado  $i_{sq}^{b*}$ ,



( $K = l_r/P/l_m/\Phi_r$ ); (2) transformação de coordenadas de acordo com a figura (1.7) e (3) controle de corrente ( $R_1^S$ ) no referencial fixo.

### 3.3 - CONTROLE VETORIAL POR ESCORREGAMENTO

A estratégia de controle de fluxo e conjugado via escorregamento, consiste em definir a amplitude e frequência para o vetor fluxo de referência, de forma a obter conjugado a imagem do valor de escorregamento e manter o fluxo de magnetização constante no nível desejado, fora da região de enfraquecimento de campo.

O ângulo do vetor fluxo de referência em relação ao estator fixo é obtido integrando a soma da frequência de escorregamento desejada ( $w_{ar}$  ou  $w_{br}$ ), mais a realimentação da frequência rotórica elétrica  $w_r$ , o conjugado é proporcional ao escorregamento.

A relação escorregamento/conjugado é linear para toda faixa de frequências quando se opera a fluxo rotórico constante. Em se tratando de fluxo estático, esta linearidade existe apenas para baixas frequências, até o escorregamento do "pull-out" de conjugado (Ho, 1988).

As referências de fluxo ( $\Phi_{sd}^{E*}/\Phi_{sq}^{E*}$  e  $\Phi_{rd}^{E*}/\Phi_{rq}^{E*}$ ), defasadas de  $90^\circ$  e com pulsação de sincronismo  $w_s$ , são obtidas a partir do nível de fluxo nominal da máquina (magnitude) e a fase a partir do ângulo de rotação.

É importante notar que este esquema, não é um controle escalar, pois as duas componentes vetoriais de fluxo (eixos dq) são individualmente controladas.

Vários esquemas podem ser definidos, bastando para isso alterar a escolha da variável fluxo que está sendo controlada ou o eixo de referência do modelo de atuação.

### 3.3.1 - Controle vetorial por escorregamento - fluxo estatórico

Quando a excitação magnética do motor de indução é controlada pelo fluxo estatórico a expressão do conjugado eletromagnético é da forma (Bühler, 1979):

$$c_e = w_{ar} \cdot l_m^2 \cdot \Phi_s^2 / r_r / l_s^2 / (1 + w_{ar} \cdot \tau_r) \quad (3.13)$$

Considerando-se que  $w_{ar} \cdot \tau_r \ll 1$  a expressão de conjugado em regime permanente abaixo do valor de "pull-out" é aproximadamente da forma:

$$c_e = P \cdot l_m^2 \cdot \Phi_s^2 \cdot w_{ar} / l_s^2 / r_r \quad (3.14)$$

Onde  $w_{ar}$  ( $= w_a - w_r$ ) é a frequência de escorregamento do fluxo estatórico e  $\Phi_s$  é a magnitude do fluxo estatórico.

A equação dinâmica da tensão estatórica relacionando fluxo e tensão em referencial genérico, índice  $g$ , é obtida de (2.20 - 2.23):

$$v_s^g = (1/\sigma/\tau_s) \cdot \Phi_s^g + p\Phi_s^g - (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_r^g + jw_g \cdot \Phi_s^g \quad (3.15)$$

Esta expressão possibilita duas alternativas para escolha dos eixos de referência do modelo de atuação. A primeira delas no referencial estacionário ( $w_g = 0$ ), elimina-se assim os termos de acoplamento de fluxo estatórico ( $\Phi_{sd}$  e  $\Phi_{sq}$ ), restando apenas acoplamento das componentes de fluxo rotórico ( $\Phi_{rd}$  e  $\Phi_{rq}$ ). A segunda alternativa é no referencial síncrono ( $w_g = w_a$ ), neste caso, tem-se acoplamento das componentes em quadratura de fluxo estatórico e das componentes de fluxo rotórico.

Posicionando o eixo de referência sobre o estator ( $w_g=0$ ):

$$v_s^s = (1/\sigma/\tau_s) \cdot \Phi_s^s + p\Phi_s^s - (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_r^s \quad (3.16)$$

Separando em partes real e imaginária, tem-se para o fluxo de magnetização e conjugado as expressões a seguir:

$$v_{sd}^s = (1/\sigma/\tau_s) \cdot \Phi_{sd}^s + p\Phi_{sd}^s - (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_{rd}^s \quad (3.17-a)$$

$$u_{rd}^s = (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_{rd}^s \quad (3.17-b)$$

$$v_{sq}^s = (1/\sigma/\tau_s) \cdot \Phi_{sq}^s + p\Phi_{sq}^s - (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_{rq}^s \quad (3.18-a)$$



$$u_{rq}^s = (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_{rq}^s \quad (3.18-b)$$

A figura (3.3) representa o esquema de controle por escorregamento a fluxo estatórico constante posicionado sobre o estator.

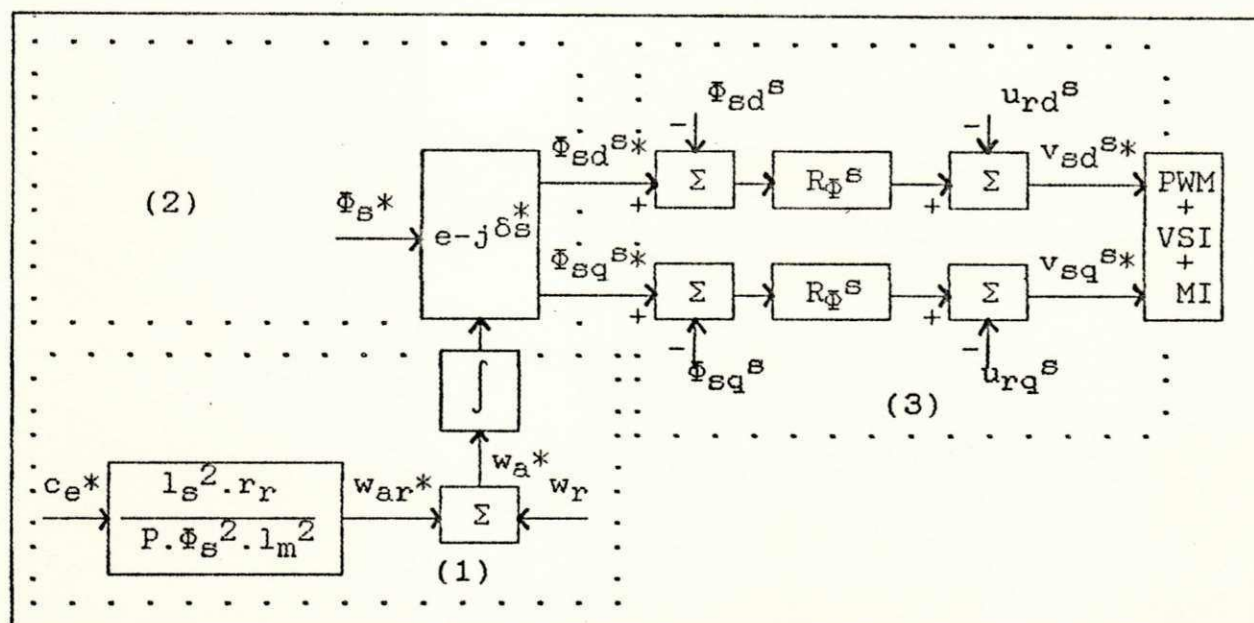


Figura 3.3 - Controle via escorregamento a fluxo estatórico constante - referencial estatórico  $w_g = 0$ .

Nesta figura (3.3), os blocos delimitados por pontos correspondem a: (1) bloco de autopilotagem; (2) transformação de coordenadas do módulo do fluxo de referência ( $\Phi_S^*$ ), de acordo com a figura (1.7) e (3) controle de fluxo ( $R_\Phi^s$ ) no referencial fixo.

A outra possibilidade, é posicionar o eixo de referência sobre o vetor fluxo estatórico ( $w_g = w_a$ ) a expressão de controle é da forma:

$$v_S^a = (1/\sigma/\tau_s) \cdot \Phi_S^a + p\Phi_S^a - (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_r^a + jw_a \cdot \Phi_S^a \quad (3.19)$$

Separando em partes real e imaginária a parcela real tem-se:

$$v_{sd}^a = (1/\sigma/\tau_s) \cdot \Phi_{sd}^a + p\Phi_{sd}^a - (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_{rd}^a - w_a \cdot \Phi_{sq}^a \quad (3.20-a)$$

$$u_{rd}^a = (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_{rd}^a \quad (3.20-b)$$

$$e_{sd}^a = w_a \cdot \Phi_{sq}^a \quad (3.20-c)$$



$$v_{sq}^a = (1/\sigma/\tau_s) \cdot \Phi_{sq}^a + p\Phi_{sq}^a - (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_{rq}^a + w_a \cdot \Phi_{sd}^a \quad (3.21-a)$$

$$u_{rq}^a = (l_m/\sigma/\tau_s/l_r) \cdot \Phi_{rq}^a \quad (3.21-b)$$

$$e_{sq}^a = w_a \cdot \Phi_{sd}^a \quad (3.21-c)$$

A figura (3.4) a seguir representa um esquema genérico do controle por escorregamento com referencial no campo girante.

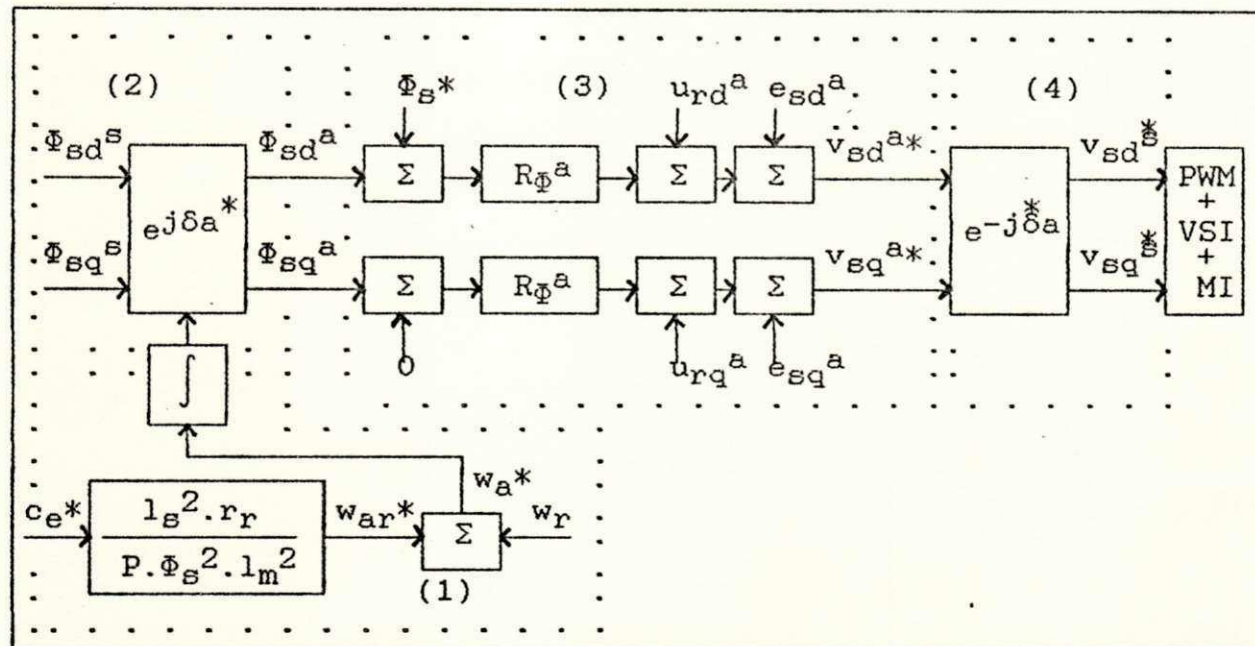


Figura 3.4 - Controle via escorregamento a fluxo estático constante - referencial no campo ( $w_g = w_a$ ).

Os blocos delimitados por pontos na figura (3.4) correspondem a: (1) bloco de autopilotagem; (2) transformação de coordenadas das componentes de fluxo estático (de acordo com a figura (1.7)); (3) controle de fluxo ( $R_{\Phi}^a$ ) no referencial síncrono e (4) transformação de coordenadas inversa das tensões de referência (de acordo com a figura (1.7)).

### 3.3.2 - Controle vetorial por escorregamento - fluxo rotórico

Quando a excitação magnética do motor de indução é controlada pelo fluxo rotórico a expressão do conjugado eletromagnético num eixo genérico (g) é da forma:

$$c_e = P(l_m/l_r)\Phi_r^g \cdot i_{sq}^g \quad (3.22)$$

A utilização de um conjunto de coordenadas adequadas para o modelo de atuação, possibilita obter a partir de (3.22) uma equação de conjugado da seguinte forma:

$$c_e = P \cdot \Phi_r^2 \cdot w_{br} / r_r \quad (3.23)$$

Onde  $w_{br}$  ( $= w_b - w_r$ ) é a frequência de escorregamento do fluxo rotórico e  $\Phi_r$  é a magnitude do fluxo rotórico.

Esta expressão revela que o conjugado eletromagnético pode ser controlado via  $w_{br}$  quando  $\Phi_r$  é mantido constante. Este tipo de esquema de controle de fluxo-conjugado pode ser obtido controlando o vetor fluxo rotórico.

A expressão dinâmica relacionando fluxo rotórico e corrente estatórica, obtida de (2.20 - 2.23), para o controle por escorregamento a fluxo rotórico constante é da forma:

$$v_r^E = 0 = (1/\tau_r) \cdot \Phi_r^E + (l_m/\tau_r) \cdot i_s^E + p\Phi_r^E + j(w_g - w_r)\Phi_r^E \quad (3.24)$$

A expressão (3.24) demonstra que existem duas possibilidades para posicionamento do eixo de referência. A primeira opção é alinhado com o vetor campo (referencial síncrono  $w_g = w_b$ ). Este modo aproxima-se do esquema de controle em campo orientado convencional.

Definindo-se uma frequência de escorregamento de referência somada a frequência rotórica, pode-se referenciar os fluxos rotóricos reais (eixo dq) de forma que  $\Phi_{rd}^b = \Phi_r^*$  e  $\Phi_{rq}^b = 0$ .

A partir da equação (3.24) fazendo o eixo d segundo o eixo do vetor fluxo rotórico ( $w_g = w_b$ ), referencial indicado pelo índice b:

$$0 = (1/\tau_r) \cdot \Phi_r^b - (l_m/\tau_r) \cdot i_s^E + p\Phi_r^E + j(w_b - w_r)\Phi_r^E \quad (3.25)$$

separando em partes real e imaginária:

$$(1/\tau_r) \cdot \Phi_{rd}^b - (l_m/\tau_r) \cdot i_{sd}^b + p\Phi_{rd}^b + w_{br} \cdot \Phi_{rq}^b = 0 \quad (3.26-a)$$

$$(1/\tau_r) \cdot \Phi_{rq}^b - (l_m/\tau_r) \cdot i_{sq}^b + p\Phi_{rq}^b - w_{br} \cdot \Phi_{rd}^b = 0 \quad (3.26-b)$$

como as componentes de fluxo rotórico são  $\Phi_{rd}^b = \Phi_r^b$  e  $\Phi_{rq}^b = 0$ ,

as expressões para controle são da forma:

$$p\Phi_r^b = (l_m/\tau_r) \cdot i_{sd}^b - (1/\tau_r) \cdot \Phi_r^b \quad (3.27-a)$$

$$l_m \cdot i_{sq}^b / \tau_r = \omega_{br} \cdot \Phi_r^b \quad (3.27-b)$$

A figura (3.5) representa em diagrama de blocos o modelo de atuação da estratégia de controle:

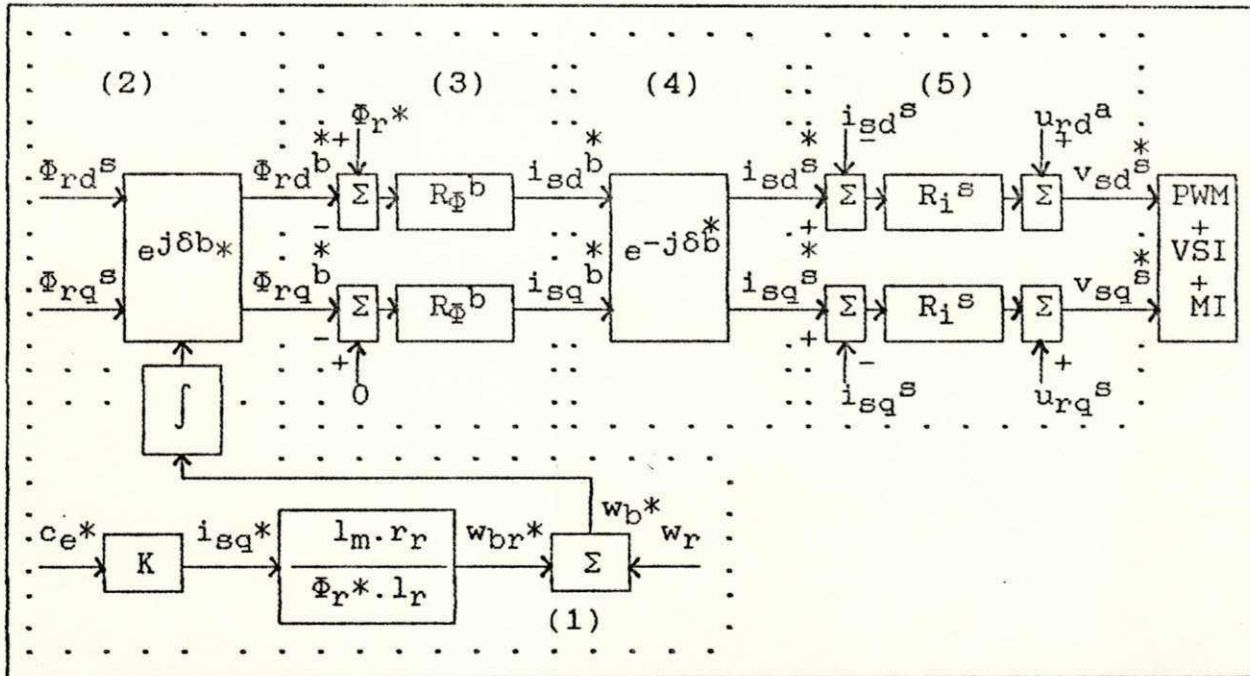


Figura 3.5 - Controle via escorregamento a fluxo rotórico constante - referencial campo  $\omega_g = \omega_b$ .

Na figura (3.5),  $K (=l_r/l_m/P/\Phi_r)$  e os blocos delimitados por pontos correspondem a: (1) bloco de autopilotagem; (2) transformação de coordenadas das componentes de fluxo,  $\Phi_{rd}^s$  e  $\Phi_{rq}^s$ , de acordo com a figura (1.7); (3) controle de fluxo ( $R_\Phi^b$ ) no referencial síncrono; (4) transformação de coordenadas inversa das referências de corrente (de acordo com figura(1.7)) e (5) controle de corrente ( $R_i^s$ ).

A segunda alternativa é definir os referenciais do modelo de atuação sobre o eixo rotorótico  $\omega_g = \omega_r$ . Esta opção evita os termos de acoplamento entre as componentes de fluxo dq e portanto simplifica o controle.

Os sinais de referência do fluxo rotórico são duas senóides



em quadratura de mesma amplitude (segundo o nível de fluxo rotórico nominal -  $\Phi_r^*$ ), e com a mesma frequência. A frequência destas senóides é função do escorregamento escolhido ( $\int w_{br}^* = s b_r^*$ ). Portanto, controla-se as duas componentes de fluxo separadamente de formas que  $\Phi_{rd}^{r*} = \Phi_r^* \cdot \cos \delta b_r^*$  e  $\Phi_{rq}^{r*} = \Phi_r^* \cdot \sin \delta b_r^*$ .

Os fluxos da máquina  $\Phi_{rd}^s$  e  $\Phi_{rq}^s$  são decompostos sobre o eixo rotórico utilizando o ângulo de posição real do rotor. O controlador atuará de forma que a diferença entre a posição calculada (de referência) e a posição medida (real) seja anulada a cada mudança da referência de conjugado.

Fazendo na expressão (3.24)  $w_g = w_r$ :

$$0 = (1/\tau_r) \cdot \Phi_r^r - (l_m/\tau_r) \cdot i_s^r + p \Phi_r^r \quad (3.28)$$

Separando em partes real e imaginária, a componente responsável pelo controle de fluxo de magnetização (eixo d) e a componente responsável pelo controle de conjugado (eixo q):

$$(1/\tau_r) \cdot \Phi_{rd}^r - (l_m/\tau_r) \cdot i_{sd}^r + p \Phi_{rd}^r = 0 \quad (3.29-a)$$

$$(1/\tau_r) \cdot \Phi_{rq}^r - (l_m/\tau_r) \cdot i_{sq}^r + p \Phi_{rq}^r = 0 \quad (3.29-b)$$

A figura (3.6) representa o modelo de atuação desta estratégia de controle.

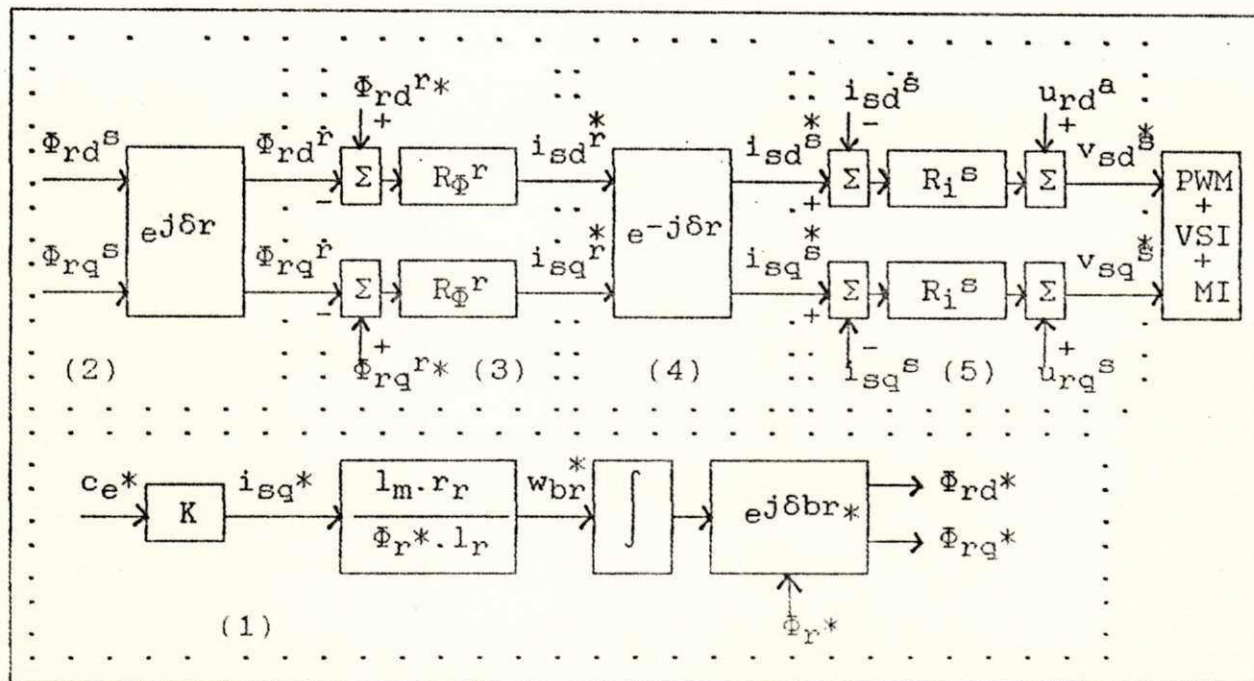


Figura 3.6 - Controle via escorregamento a fluxo rotórico constante - referencial rotórico  $w_g = w_r$ .

Na figura (3.6),  $K (=l_r/l_m/P/\Phi_r)$  e os blocos correspondem a: (1) a frequência de escorregamento é gerada a partir da referência de conjugado imposta  $c_e^*$ ,  $K (= l_r/l_m/P/\Phi_r)$ ; (2) a transformação de coordenadas (figura(1.7)) dos fluxos medidos  $\Phi_{rd}^s$  e  $\Phi_{rq}^s$ ; (3) controle de fluxos no eixo rotórico,  $R_{\Phi}^r$ ; (4) transformação de coordenadas inversa (figura(1.7)) das correntes de referência e (5) controle de corrente no estator,  $R_i^s$ .

### 3.4 - CONTROLE DE CORRENTE

Nas estratégias de controle estudadas, algumas necessitam de uma malha intermediária de corrente, são elas as de controle em quadratura e escorregamento (no rotor e no campo) a fluxo rotórico constante. A equação dinâmica relacionando tensão estatórica e corrente estatórica é obtida a partir das expressões (2.20 - 2.23) e é da forma dada a seguir:



$$v_s^g = (r_s + r_r(l_m/l_r)^2)i_s^g + \sigma.l_s.p_i s^g + (j\omega_r - 1/\tau_r)(l_m/l_r)\Phi_r^g + j.\omega_g.\sigma.l_s.i_s^g \quad (3.30)$$

Duas são as alternativas para a escolha dos eixos de referência do modelo de atuação, que serão analisadas aqui: fonte de corrente síncrona (referencial síncrono ou no campo) e fonte de corrente estacionária (referencial estacionário ou no estator).

Fazendo  $\omega_g = \omega_b$  em (3.30), define-se um modelo de atuação, para os controladores de corrente, alinhado com o vetor fluxo rotórico (eixo síncrono). Estes controladores tem a vantagem de regular grandezas contínuas em regime permanente (independente da frequência das correntes de fase), o que reduz o erro de corrente em altas velocidades (Jacobina, 1990).

Este tipo de controlador possui o inconveniente de requerer uma implementação mais complexa, e apresentar acoplamento entre as componentes dq de corrente (termo em j).

A equação dinâmica no referencial fluxo rotórico, em termos das componentes real e imaginária dq escreve-se:

$$v_{sd}^b = (r_s + r_r(l_m/l_r)^2)i_{sd}^b + \sigma.l_s.p_i s_d^b - \omega_b.\sigma.l_s.i_{sq}^b - \omega_r.l_m.\Phi_{rq}^b/l_r - l_m.\Phi_{rd}^b/\tau_r/l_r \quad (3.31-a)$$

$$e_{sd}^b = -\omega_b.\sigma.l_s.i_{sq}^b \quad (3.31-b)$$

$$u_{rd}^b = -\omega_r.l_m.\Phi_{rq}^b/l_r - l_m.\Phi_{rd}^b/\tau_r/l_r \quad (3.31-c)$$

$$v_{sq}^b = (r_s + r_r(l_m/l_r)^2)i_{sq}^b + \sigma.l_s.p_i s_q^b + \omega_b.\sigma.l_s.i_{sd}^b + \omega_r.l_m.\Phi_{rd}^b/l_r - l_m.\Phi_{rq}^b/\tau_r/l_r \quad (3.32-a)$$

$$e_{sq}^b = +\omega_b.\sigma.l_s.i_{sd}^b \quad (3.32-b)$$

$$u_{rq}^b = +\omega_r.l_m.\Phi_{rd}^b/l_r - l_m.\Phi_{rq}^b/\tau_r/l_r \quad (3.32-c)$$

Onde  $u_{rd}^b$  e  $u_{rq}^b$  são perturbações causadas pelo fluxo rotórico (fem's rotóricas),  $e_{sd}^b$  e  $e_{sq}^b$  termos de acoplamento associados as componentes em quadratura da corrente. Ambos são compensados na saída de seus respectivos controladores.

Utilizando como referencial para o modelo de atuação o eixo estacionário (estator)  $\omega_g = 0$ . As expressões de tensão não apresentam termos de acoplamento de corrente, termo em j, as



grandezas a controlar são alternadas mas de implementação prática mais simples.

A equação dinâmica completa, no referencial estatórico, obtida de (3.30) é da forma:

$$v_{sd}^s = (r_s + r_r(l_m/l_r)^2)i_{sd}^s + \sigma.l_s.p i_{sd}^s - w_r.l_m.\Phi_{rq}^s/l_r - l_m.\Phi_{rd}^s/l_r/\tau_r \quad (3.33-a)$$

$$u_{rd}^s = -w_r.l_m.\Phi_{rq}^s/l_r - l_m.\Phi_{rd}^s/l_r/\tau_r \quad (3.33-b)$$

$$v_{sq}^s = (r_s + r_r(l_m/l_r)^2)i_{sq}^s + \sigma.l_s.p i_{sq}^s + w_r.l_m.\Phi_{rd}^s/l_r - l_m.\Phi_{rq}^s/l_r/\tau_r \quad (3.34-a)$$

$$u_{rq}^s = +w_r.l_m.\Phi_{rd}^s/l_r - l_m.\Phi_{rq}^s/l_r/\tau_r \quad (3.34-b)$$

Onde  $u_{rd}^s$  e  $u_{rq}^s$  são fem's de perturbação que devem ser compensadas na saída de seus respectivos controladores.

Pode-se contudo obter a partir de (2.20 - 2.23), uma expressão mais simples no referencial estacionário, bastando para isso considerar que a derivada da amplitude do fluxo rotórico é nula ( $p\Phi_r = 0$ ). Esta consideração, equivale a desprezar a derivada do "ripple" do fluxo rotórico introduzido pelo inversor de tensão PWM em regime permanente. Nesse caso, a expressão da tensão em eixo genérico é da forma:

$$v_s^g = r_s.i_s^g + \sigma.l_s.p i_s^g + jw_r.l_m.\Phi_r^g/l_r \quad (3.35)$$

Separando em componentes real e imaginária obtém-se, em termos dos eixos dq estatóricos, indicados pelo expoente s:

$$v_{sd}^s = r_s.i_{sd}^s + \sigma.l_s.p i_{sd}^s - w_r.l_m.\Phi_{rq}^s/l_r \quad (3.36-a)$$

$$u_{rd}^s = -w_r.l_m.\Phi_{rq}^s/l_r \quad (3.36-b)$$

$$v_{sq}^s = r_s.i_{sq}^s + \sigma.l_s.p i_{sq}^s + w_r.l_m.\Phi_{rd}^s/l_r \quad (3.34-a)$$

$$u_{rq}^s = +w_r.l_m.\Phi_{rd}^s/l_r \quad (3.34-b)$$

Onde  $u_{rd}^s$  e  $u_{rq}^s$  são fem's de perturbação que devem ser compensadas na saída de seus respectivos controladores.

### 3.5 - COMPLEXIDADE DE IMPLEMENTAÇÃO

A escolha do microcomputador a ser utilizado é feita, segundo Bose(1986b), após análise das funções do sistema. Alguns dos critérios de seleção são: a) tamanho da palavra, b) tempo de instrução, c) capacidade de resolução de operações matemáticas de forma direta, d) capacidade de integração funcional com outros sistemas ("hardware" e "software"), e) sistema de suporte para desenvolvimento (linguagens e utilitários de alto nível) e f) possibilidade de desenvolvimento de "softwares" em outros ambientes.

O sistema considerado neste trabalho consiste de um microcomputador IBM - PC/XT, co-processador 8087 ou processador de sinais TMS32010, uma placa de aquisição de dados e um inversor a transistor.

Após identificar as funções do sistema de controle, os algoritmos devem ser descritos em detalhes. O "software" de um microcomputador consiste de um conjunto de instruções as quais são executadas de maneira sequencial em tempo real.

A escolha da linguagem a ser utilizada é fundamental, pois em sistemas eletrônicos de potência com malhas de realimentação o tempo é fator crítico em relação a velocidade do microprocessador. Desta forma os programas são geralmente realizados em linguagem assembler, que utiliza códigos mneomônicos próximos a linguagem de máquina. Desta forma, um programa escrito em assembler é de rápida execução ocupando pequeno espaço de memória, contudo, este programa consome muito tempo para desenvolvimento, é cansativo e requer muitos procedimentos de cálculo.

A outra possibilidade, mais atrativa, é utilizar linguagens de "alto nível" tais como C, PL/M e PASCAL. Apesar de serem mais lentos e ocupar mais espaço de memória os programas realizados nestas linguagens são de menor complexidade se comparados aos programas em assembler.

A complexidade dos principais esquemas estudados (controle



vetorial em quadratura - fluxo estático e fluxo rotórico e controle vetorial por escorregamento no estator e no rotor), pode ser analisada através do número de operações aritméticas (multiplicação/divisão:  $\times/\div$ , adição/subtração:  $+/-$ , sen/cos:  $s/c$  e raiz quadrada:  $\sqrt{\quad}$ ) envolvidas em suas implementações. Na tabela 1 é apresentado o número total de operações aritméticas correspondentes a cada um dos esquemas anteriormente expostos. Os números apresentados são obtidos por inspeção direta das respectivas figuras. Não se está considerando as operações para estimação dos fluxos, nem o tempo de conversão A/D, pois estes dados são os mesmos para todas as estratégias de controle.

Esquema	Tipo da operação			
	$\times/\div$	$+/-$	$s/c$	$\sqrt{\quad}$
Fig.3.1	17	11	0	1
Fig.3.2	19	16	0	1
Fig.3.3	9	10	2	0
Fig.3.6	24	21	4	0

Tabela 1 - Comparação da complexidade computacional das estratégias de controle apresentadas.

Analisando a tabela 1, pode-se fazer os seguintes comentários: i) nos esquemas de controle vetorial em quadratura é necessário realizar cálculos de raiz quadrada e divisão para obter as referências (tensões estáticas na figura 3.1 ou correntes estáticas na figura 3.2); ii) em todas as abordagens utilizando escorregamento vários cálculos utilizando sen/cos e multiplicações são necessários para obtenção das referências (tensões estáticas em figura 3.3 ou correntes estáticas em figura 3.6). Conclui-se então que os esquemas de controle mais simples são os que utilizam como variável de controle o fluxo estático.



### 3.6 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foram definidas várias estratégias de controle vetorial desacoplado de fluxo e conjugado. O desacoplamento foi obtido pela escolha de um modelo adequado da máquina assíncrona (variáveis de estado e eixos de referência) os quais permitiram o uso de controladores convencionais nas malhas de controle de fluxo e conjugado.

As estratégias de controle de fluxo e conjugado desacoplado, foram então classificadas de acordo com a componente de fluxo utilizada para manter a excitação magnética do motor, constante, e a escolha da variável de estado (fluxo ou corrente) ou escorregamento considerado para controlar o conjugado. Se o conjugado for controlado por uma grandeza em quadratura (fluxo ou corrente) com a grandeza de excitação a estratégia de controle será vetorial em quadratura. Contudo, se o conjugado for controlado pela frequência de escorregamento da grandeza de excitação, o controle será vetorial por escorregamento.

A escolha dos eixos de referência para o modelo de atuação, para o cálculo dos controladores, possibilita obter uma maior ou menor complexidade. Um estudo comparativo foi efetuado entre estratégias dos dois grupos. Este estudo baseou-se na quantidade de operações matemáticas realizadas por cada uma das estratégias. Concluiu-se que, as estratégias que utilizam o fluxo estatórico como variável de controle são de menor complexidade.

Os esquema de controle envolvendo fluxo rotórico, tanto em quadratura como por escorregamento, necessitam de uma fonte de corrente. Apresentou-se alternativas para controle de corrente, de acordo com as equações utilizadas, sua complexidade e considerando o eixo para posicionamento destes controladores.

Todo este estudo possibilita uma comparação entre o controle escalar (volts\hertz), o método de controle vetorial em campo orientado convencional e as várias novas estratégias apresentadas, através de suas equações de controle, e, no capítulo 5 via simulação digital.

## CAPÍTULO 4

### ESTRUTURA DOS CONTROLADORES DE FLUXO E CORRENTE

#### 4.1 - INTRODUÇÃO

A característica principal do controle com controladores discretos invariantes e fonte de tensão PWM é o fato do inversor funcionar a frequência constante e as variáveis mensuráveis do processo (fluxos, correntes e velocidade) serem amostradas com um período de tempo fixo  $T_e$  (período de amostragem). A definição desta abordagem de períodos amostrados se adapta à utilização de microcomputadores para acionamento de máquinas, sistemas estes que requerem, em geral, a passagem do modelo da máquina do modo contínuo para o modo discreto (ver apêndice C).

Em 1.3 definiu-se que a alimentação da máquina assíncrona dá-se por inversor a fonte de tensão trifásica, a transistores, com modulação por largura de pulso ("VSI-PWM"), utilizando a técnica de modulação "space-vector".

Neste capítulo determina-se o cálculo do período de amostragem e a escolha dos controladores, para controle discreto de fluxo e corrente.

#### 4.2 - ESCOLHA DO PERÍODO DE AMOSTRAGEM

Segundo Bühler(1983), um dos critérios para a escolha do período de amostragem é considerar o comportamento transitório do sistema a controlar e a influência da amostragem sobre ele. Um segundo critério é dado pelo comportamento dinâmico do circuito de regulação amostrado.

O comportamento dinâmico do sistema contínuo é caracterizado



pelos pólos  $s_1 = -\sigma_1 + jw_1$ , da função de transferência  $G_c(s)$ , ou raízes da equação característica do sistema, dada pelo determinante de  $[s.I_4 - A]$ .

O comportamento do sistema para uma resposta impulso é representado de maneira conveniente quando a parte imaginária dos pólos complexos conjugados  $w_1$  são iguais ou inferiores a  $\pi/4T_e$ , obtém-se então uma relação para a escolha do período de amostragem:

$$T_e \leq \pi/4w_1 \quad (4.1)$$

Esta relação define os limites para a localização do pólo  $z_1$  no plano  $z$ , situado em região limite de  $\pm 45^\circ$ . Os pólos da função de transferência amostrada são determinados por  $z_1 = \exp(-p_1T_e)$ , onde  $p_1$  é o pólo da função contínua.

Quanto a um pólo real  $\sigma_1$ , deseja-se que a resposta a um impulso unitário amostrado, represente de maneira conveniente uma resposta exponencial. Isto pode ser obtido considerando-se :

$$\sigma_1.T_e \leq 0,5 \quad (4.2)$$

de onde obtém-se uma segunda condição:  $T_e \leq 1/2\sigma_1 = T_1/2$ , sendo  $1/\sigma_1 = T_1$  a constante de tempo do sistema contínuo. Esta relação corresponde a posicionar os pólos dominantes do sistema discreto entre as circunferências de raio  $\exp(-0,5) \approx 0,6$  e  $1,0$ .

Deve-se portanto, determinar o período de amostragem  $T_e$  de modo que os pólos dominantes  $z_1$  do sistema discreto situem-se no interior da área hachurada da figura (4.1).



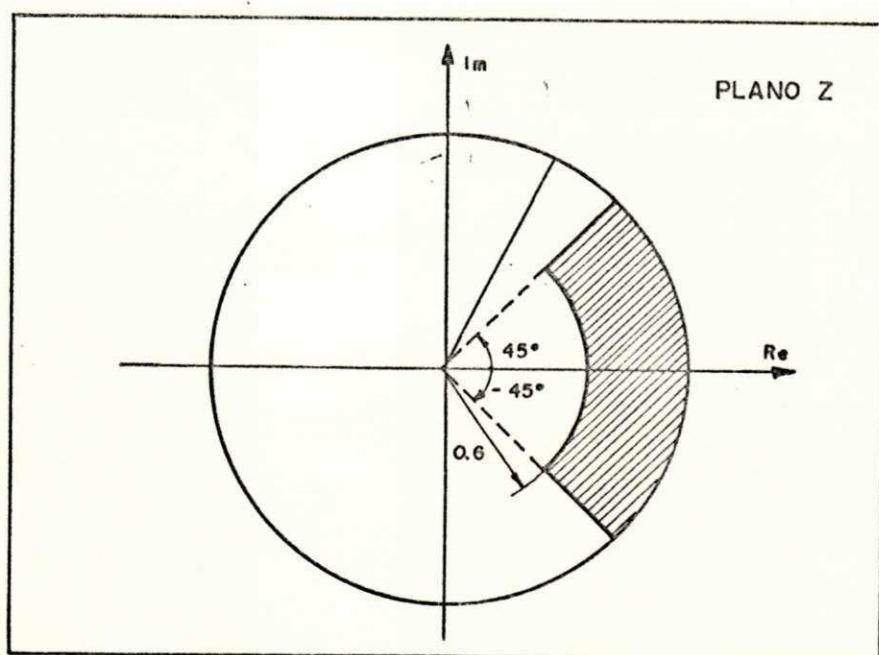


Figura 4.1 - Domínio admissível no plano z para os polos dominantes de um sistema amostrado.

As considerações das condições acima, complementada com a análise do ponto de vista dos recursos computacionais e as características numéricas do algoritmo para implementação prática, completam a síntese para definição do período de amostragem.

#### 4.3 - CÁLCULO DOS CONTROLADORES

Para apresentar os controladores de fluxo e corrente discretos, considera-se uma equação discreta típica, obtida da equação diferencial contínua de primeira ordem padrão, considerando os termos a compensar, de acoplamento e fem's, constantes durante todo o período de amostragem. Estas considerações são feitas de acordo com a técnica de "Pseudo-Continuous-Time (PCT)".

Os parâmetros dos controladores discretos, são obtidos através da técnica de discretização apresentada por Bühler(1983). Os controladores e seus parâmetros são escolhidos de forma a obter uma função de transferência em malha fechada de segunda ordem com raízes reais e idênticas.

Os sistemas de controle monovariáveis na abordagem clássica, fazem uso principalmente de controladores tipo: a) proporcional (P), b) integral (I), c) proporcional/integral (PI), d) proporcional/integral/derivativo (PID). Considerou-se apenas os casos (a) e (c).

A figura (4.2) apresenta o diagrama de blocos de um esquema de controle típico. O bloco (1) interno as linhas pontilhadas corresponde a função de transferência do controlador. Esta função de transferência pode representar um controlador de fluxo ( $G_{R\Phi}(s)$ ), ou um controlador de corrente ( $G_{Ri}(s)$ ). Se o controle for de fluxo, o sinal de comando (entrada  $Y^*$ ) será  $\Phi_S^*$  ou  $\Phi_R^*$ , e o sinal de realimentação ( $Y$ ) será  $\Phi_S$  ou  $\Phi_R$ . O sinal de saída ( $w_1^*$ ) será  $v_S^*$  (para uma entrada  $\Phi_S$ ) e  $i_S^*$  (para uma entrada  $\Phi_R$ ). Se o controle for de corrente, o sinal de comando (entrada  $Y^*$ ) será  $i_S^*$ , o sinal de realimentação  $i_S$  e o sinal de saída  $v_S$ . Observa-se que, o controlador de corrente somente é necessário nas estratégias cuja variável de controle é o fluxo rotórico.

O bloco (2) é uma função de transferência de primeira ordem, da forma  $G_S(s) = K_t.T/(1 + sT)$ , onde  $K_t$  é uma constante genérica, e  $T$  é a constante de tempo do sistema. Faz-se  $K_t.T = K'$  por simplificação de notação. De acordo com o tipo de controlador utilizado em (1), será a forma da função de transferência. Se no bloco (1) tivermos um controlador de fluxo estatórico ( $G_{R\Phi_S}(s)$ ) a função de transferência  $G_S(s)$  relacionará ( $=\Phi_S/v_S$ ), se o controlador for de fluxo rotórico ( $G_{R\Phi_R}(s)$ ) a forma de  $G_S(s)$  relacionará ( $\Phi_R/i_S$ ) e finalizando, se o controlador for de corrente ( $G_{Ri}(s)$ ) a função de transferência  $G_S(s)$  relacionará ( $=i_S/v_S$ ).

O bloco (3) apresenta os termos a compensar na saída dos controladores,  $u_r^E$  e  $e_S^E$  (de acordo com as expressões utilizadas para controle estes termos podem vir a ser nulos). A função de transferência do ZOH é genericamente dada por  $G_Z(s) = 1/(1+sT_p)$ . Dependendo do tipo de controle que se está efetuando, o ZOH representará um modelo simplificado de fonte de tensão ou fonte de corrente.



Portanto, a função de transferência do sistema mais a função de transferência do elemento segurador de ordem zero é:

$$G_{SZ}(s) = \frac{K'}{(1 + sT)(1 + sT_p)} \quad (4.3)$$

Segundo a expressão (4.3) quando se tem um pólo em zero ( $1/T=0$ ), o controlador a ser utilizado será um proporcional (P), pois o termo a compensar será  $1/s$ . Quando o pólo é diferente de zero ( $1/T \neq 0$ ) o controlador será um proporcional integral (PI).

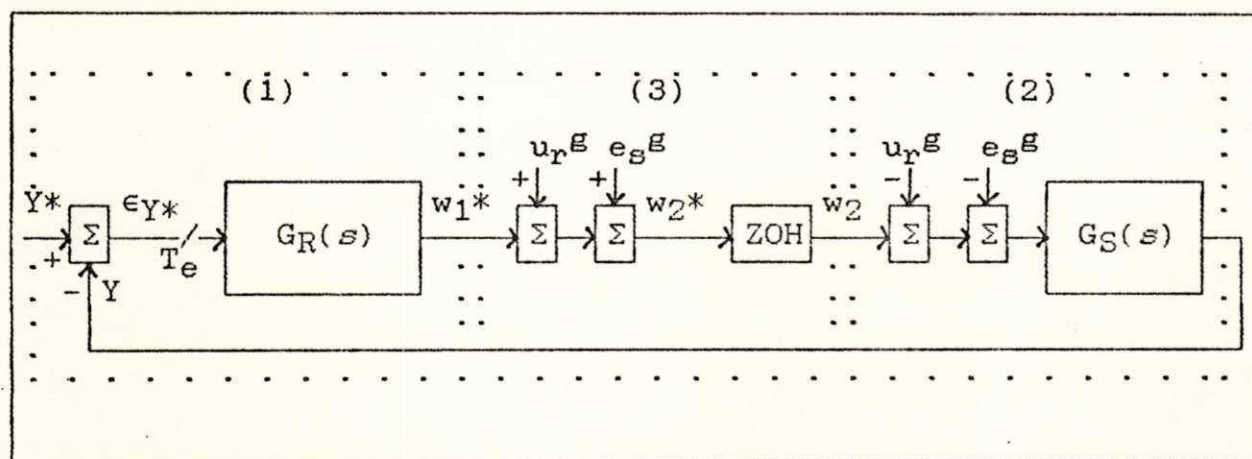


Figura 4.2 - Esquema de controle típico em diagrama de blocos.

A tabela (4.1) apresenta as configurações utilizadas nas diversas estratégias de controle estudadas, para o diagrama da figura (4.2).

Esquema Figura	eixo	grandezas		a compensar		ZOH	$G_E(s)$	regul.
		entrada	saída	$u_r^E$	$e_s^E$			
3.1	d	$Y^* = \Phi_{sd}^a$	$w_1^* = v_{sd}$	0	3.8-a	FT	$= \Phi_s / v_s$	P
	q	$Y^* = i_{sq}^a$	$w_1^* = v_{sq}$	0	3.8-b	FT	$= i_s / v_s$	PI
3.2	d	$Y^* = \Phi_r^b$	$w_1^* = i_{sd}$	0	0	FC	$= \Phi_r / i_s$	PI
	q	$Y^* = i_{sq}^s$	$w_1^* = i_{sq}$	0	0	FT	$= i_s / v_s$	PI
3.3	d	$Y^* = \Phi_{sd}^s$	$w_1^* = v_{sd}$	3.17-b	0	FT	$= \Phi_s / v_s$	PI
	q	$Y^* = \Phi_{sq}^s$	$w_1^* = v_{sq}$	3.18-b	0	FT	$= \Phi_s / v_s$	PI
3.4	d	$Y^* = \Phi_{sd}^a$	$w_1^* = v_{sd}$	3.20-b	3.20-c	FT	$= \Phi_s / v_s$	PI
	q	$Y^* = \Phi_{sq}^a$	$w_1^* = v_{sq}$	3.21-b	3.21-c	FT	$= \Phi_s / v_s$	PI
3.5	d	$Y^* = \Phi_{rd}^b$	$w_1^* = i_{sd}$	0	0	FC	$= \Phi_r / i_s$	PI
	q	$Y^* = \Phi_{rq}^b$	$w_1^* = i_{sq}$	0	0	FC	$= \Phi_r / i_s$	PI
3.6	d	$Y^* = \Phi_{rd}^r$	$w_1^* = i_{sd}$	0	0	FC	$= \Phi_r / i_s$	PI
	q	$Y^* = \Phi_{rq}^r$	$w_1^* = i_{sq}$	0	0	FC	$= \Phi_r / i_s$	PI

Tabela 4.1 - Configurações das grandezas controladas para as estratégias de controle estudadas, nas grandezas a compensar são apresentados os números das equações, FT (= fonte de tensão) e FC (= fonte de corrente).

Para o cálculo dos controladores de fluxo e conjugado, é importante considerar que nas estratégias a fluxo rotórico constante (em quadratura e escorregamento), faz-se necessária a utilização de um estágio intermediário, para controle da corrente. Isto se reflete na utilização de um controlador P ou PI ("fonte de corrente"). Portanto, para cada subsistema (eixos d e q), tem-se dois controladores, um cuja entrada é o erro de fluxo e saída uma corrente de referência e o outro, cuja entrada é o erro de corrente e a saída uma tensão de referência.

Quando da utilização do fluxo estatórico como variável de controle, observa-se que para a estratégia em quadratura também faz-se necessário a utilização de um controle de corrente. O



conceito de "fonte de corrente" neste caso não se aplica, pode-se analisar esta estrutura apenas como um sistema de realimentação de corrente para o controle de conjugado.

Na estratégia de controle utilizando o escorregamento, a fluxo estatórico constante, é possível a regulação do fluxo e do conjugado diretamente, da entrada do controlador em fluxo com saída em tensão sem estágio intermediário de corrente.

#### 4.3.1 - Controlador Proporcional - P

Este tipo de controlador é bastante simples, existindo apenas uma relação de proporcionalidade entre a grandeza de entrada ( $Y^*$ ) e a grandeza de saída. O controlador proporcional, tem um tempo de estabelecimento da curva da variável controlada menor, porém, esta rapidez ocorre em detrimento de uma melhor resposta em regime permanente. Sua utilização é dependente da função de transferência do sistema a controlar.

A expressão de saída de um controlador P é da forma:

$$u[k]^* = K_p \cdot e[k]^* \quad (4.4)$$

Onde:  $e[k]^*$  é o erro, diferença entre a grandeza de referência e a grandeza medida ( $= Y^* - Y$ ).

O ganho  $K_p$  é calculado compensando o pólo contínuo dominante com uma margem de fase de  $75^\circ$  em relação a frequência definida pela pequena constante de tempo  $T_p$  ( $= T_e/2$ ). Este critério possibilita a obtenção de raízes reais na equação característica de malha fechada.

A figura 4.3 a seguir representa o controlador proporcional.

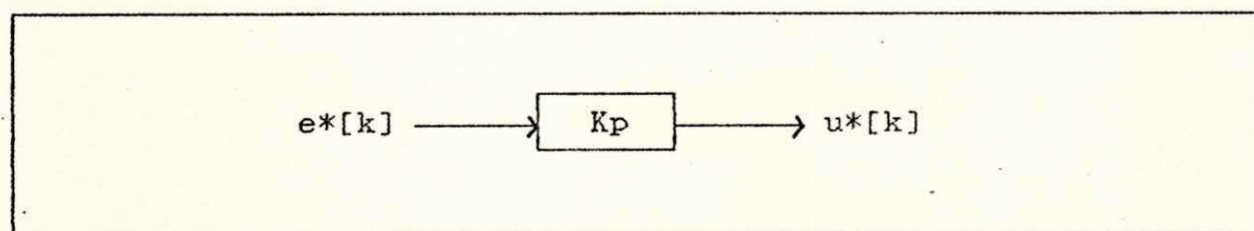


Figura 4.3 - Diagrama estrutural de um controlador P.

#### 4.3.2 - Controlador Proporcional Integral - PI

O controlador tipo PI (proporcional/integral) discreto, é um sistema de primeira ordem, tendo um pólo localizado em  $z=1$ . Isto define que, sob certas condições, o controlador PI pode anular o erro estacionário (Bühler, 1983).

A saída de referência  $u[k]^*$  para o controlador PI é dada segundo Bühler(1983), por :

$$u[k]^* = K_p \cdot e^*[k] + k_i \sum_{j=0}^k e^*[j] \quad (4.5)$$

Ou seja, colocando em forma de um algoritmo:

$$u[k]^* = x[k] + (K_p + K_i) \cdot e[k]^* \quad (4.6-a)$$

$$x[k + 1] = x[k] + K_i \cdot e[k]^* \quad (4.6-b)$$

Nas equações 4.4 e 4.5-a/b,  $e[k]^*$  é o erro, diferença entre a grandeza de referência e a grandeza medida de realimentação ( $= Y^*-Y$ ) e  $x[k]$  é um valor intermediário (acumulativo) da parte integral do controlador.

Os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  são calculados da forma apresentada em (4.3.1) de maneira a obter-se raízes reais na equação característica em malha fechada. Os cálculos pertinentes aos controladores PI implementados, são apresentados no Apêndice B.

O termo de  $x[k]$  pelo termo  $K_i$ , é adicionado ao termo de saída no próximo instante de amostragem. Este procedimento garante um retardo de tempo mínimo, que possibilita a realização dos cálculos do algoritmo de regulação.

A figura (4.4) representa o controlador PI:



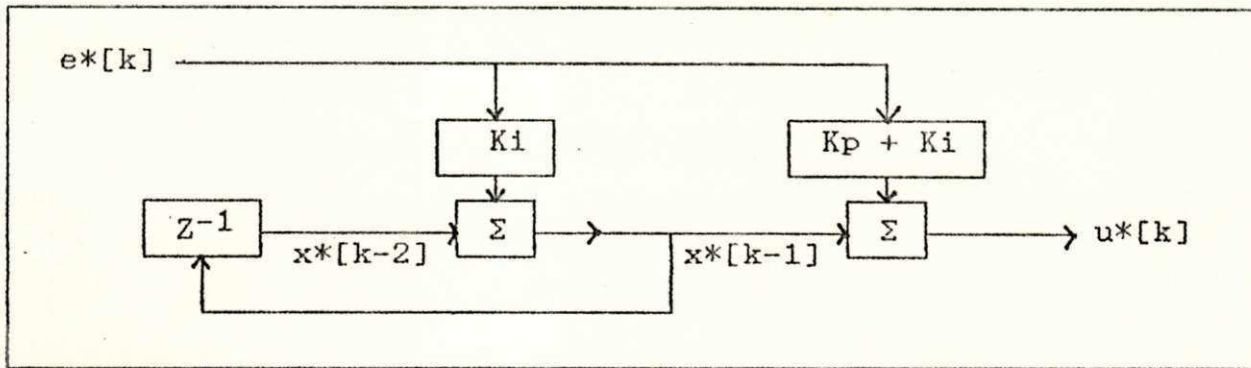


Figura 4.4 - Diagrama estrutural de um controlador PI.

#### 4.4 - CONTROLE CORRENTE/TENSÃO

Neste esquema de controle, duas são as expressões que são utilizadas para este controle, a primeira completa (3.30) e a segunda simplificada (3.35). Para a expressão (3.30) são apresentadas também as duas alternativas para os eixos de referência do modelo de atuação, no referencial síncrono e no referencial fixo.

De acordo com a figura (4.2) a entrada  $Y^*$  será a corrente estatórica  $i_s$ , o bloco ZOH representará simplificadaamente uma fonte de tensão. Portanto, das expressões e variantes utilizadas as únicas alterações são concernentes aos termos a compensar. A seguir serão apresentadas as expressões e seus termos a compensar.

Da expressão (3.27), referencial no campo (fluxo rotórico índice b):

$$v_s^b = (r_s + r_r(l_m/l_r)^2)i_s^b + \sigma.l_s.p.i_s^b + (j\omega_r - 1/\tau_r)(l_m/l_r)\Phi_r^b + j\omega_b.\sigma.l_s.i_s^b \quad (4.7)$$

Logo, na figura (4.2):

$$e_s^g = e_s^b = j\omega_b.\sigma.l_s.i_s^b \quad (4.8-a)$$

$$u_r^g = u_r^b = (j\omega_r - 1/\tau_r)(l_m/l_r)\Phi_r^b \quad (4.8-b)$$

Da expressão (4.3):

$$K' = \sigma.l_s/(r_s+r_r(l_m/l_r)^2)^2 \quad (4.8-c)$$

$$T = \sigma \cdot l_S / (r_S + r_R (l_m / l_R)^2) \quad (4.8-d)$$

Utilizando-se o referencial estatórico a expressão será da forma:

$$v_S^S = (r_S + r_R (l_m / l_R)^2) i_S^S + \sigma \cdot l_S \cdot p i_S^S + (j\omega_R - 1/\tau_R) (l_m / l_R) \Phi_R^S + j\omega_b \cdot \sigma \cdot l_S \cdot i_S^S \quad (4.9)$$

Portanto, pode-se observar comparando as expressões (4.7) e (4.9) que a diferença entre posicionar no campo e no estator encontra-se nos termos a compensar. Em (4.9) inexistente acoplamento de corrente em quadratura (termo  $e_S^S$ ).

De acordo com a figura (4.2):

$$u_r^S = u_r^S = (j\omega_R - 1/\tau_R) (l_m / l_R) \Phi_R^S \quad (4.10)$$

Utilizando-se a expressão simplificada referencial estatórico:

$$v_S^S = r_S \cdot i_S^S + \sigma \cdot l_S \cdot p i_S^S + j\omega_R \cdot l_m \cdot \Phi_R^S / l_R \quad (4.11)$$

De acordo com a figura (4.2):

$$u_r^S = u_r^S = j\omega_R \cdot l_m \cdot \Phi_R^S / l_R \quad (4.12-a)$$

Da expressão (4.3):

$$K' = \sigma \cdot l_S / r_S^2 \quad (4.12-b)$$

$$T = \sigma \cdot l_S / r_S \quad (4.12-c)$$

#### 4.5 - CONTROLE FLUXO/CORRENTE

A partir da expressão (3.9) num referencial genérico, pode-se definir duas alternativas para escolha dos referenciais do modelo de atuação, para controle de fluxo rotórico/corrente estatórica, uma no referencial síncrono e a outra no referencial rotórico.

Primeiramente a expressão relacionando fluxo rotórico e corrente estatórica no referencial síncrono ( $\omega_g = \omega_b$ ):

$$0 = (1/\tau_R) \Phi_R^b - (l_m / \tau_R) i_S^b + p \Phi_R^b + j(\omega_b - \omega_R) \Phi_R^b \quad (4.13)$$



De acordó com as condições apresentadas em (3.2.2) e (3.3.2), ao posicionarmos o eixo de referência no campo, as expressões de controle não possuem termos a compensar.

Posicionando os controladores no referencial rotórico ( $w_g = w_r$ ), a expressão (3.9) resulta:

$$(1/\tau_r)\Phi_{rd}^r - (l_m/\tau_r)i_{sd}^r + p\Phi_{rd}^r = 0 \quad (4.14-a)$$

$$(1/\tau_r)\Phi_{rq}^r - (l_m/\tau_r)i_{sq}^r + p\Phi_{rq}^r = 0 \quad (4.14-b)$$

Da expressão (4.3):

$$K' = l_m \cdot \tau_r \quad (4.15-a)$$

$$T = \tau_r \quad (4.15-b)$$

#### 4.6 - CONTROLE FLUXO/TENSÃO

Para controle a fluxo estatórico constante, a estratégia em quadratura, para regulação de fluxo - eixo d é efetuada diretamente de fluxo para tensão, sem malha intermediária de corrente, o mesmo ocorre para as estratégia por escorregamento.

A partir da expressão (3.3), em referencial genérico, podemos definir uma expressão de controle relacionando fluxo estatórico/tensão estatórica no referencial estatórico:

$$v_s^a = (1/\sigma \cdot \tau_s)\Phi_s^a - (l_m/\sigma/\tau_s/l_r)\Phi_r^a + p\Phi_s^a + jw_a \cdot \Phi_s^a \quad (4.16)$$

Logo, as grandezas a compensar, figura (4.2), são:

$$u_r^a = (l_m/\sigma/\tau_s/l_s)\Phi_r^a \quad (4.17-a)$$

$$e_s^a = w_a \cdot \Phi_s^a \quad (4.17-b)$$

Da expressão (4.3):

$$K' = (\sigma \cdot \tau_s)^2 \quad (4.18-a)$$

$$T = \sigma \cdot \tau_s \quad (4.18-b)$$

#### 4.7 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a forma de cálculo do período de amostragem ( $T_e$ ), segundo critérios considerando o comportamento transitório do sistema e a influência da amostragem sobre ele, e, o comportamento dinâmico do circuito de regulação amostrado.

O critério de estabilidade foi definido de forma que, a frequência de corte seja  $1/4$  da frequência de canto da menor constante de tempo do sistema. Desta forma, as raízes da função de transferência em malha fechada serão reais.

Foram escolhidos os controladores para controle de fluxo/corrente, corrente/tensão e fluxo/tensão. Os controladores escolhidos são do tipo P e PI. Suas equações de controle e seus diagramas em blocos dos vários esquemas de controle foram apresentados.



## CAPÍTULO 5

### RESULTADOS OBTIDOS VIA SIMULAÇÃO DIGITAL

#### 5.1 - INTRODUÇÃO

Para o estudo em regime transitório e permanente, das diversas estratégias de controle apresentadas, foi definido e implementado um detalhado programa de simulação digital do sistema completo figura (1.1). Utilizou-se a linguagem C (ver apêndice D), para a elaboração deste programa. Foram feitas análises em função das possíveis configurações das variáveis controladas (fluxo/corrente), e da escolha dos eixos de referência do modelo para o cálculo dos controladores.

Para generalizar os resultados obtidos, foram simuladas duas máquinas com características construtivas diferentes.

As simulações foram efetuadas considerando o seguinte perfil de conjugado:  $c_e^*(t) = 0\text{Nm}$  para  $t \in [0;0,03]$ ,  $c_e^*(t) = 7,5\text{Nm}$  para  $t \in [0,03;0,15]$  e  $c_e^*(t) = -7,5\text{ Nm}$  para  $t \in [0,15;0,30]$ , com as máquinas operando a velocidade inicial zero ( $w_r = 0$ ) e velocidade próxima a nominal ( $w_r = 350\text{ rad/s}$ ). Os valores considerados, de referência de conjugado ( $=7,5\text{Nm}$  e  $-7,5\text{Nm}$ ) e velocidade  $w_r$  máxima ( $= 350\text{rad/s}$ ), e o instante de tempo das aplicações dos degraus de referência de conjugado, foram definidos, baseados nas características nominais da máquina, de modo a poder observar seu comportamento, transitório e em regime permanente, em condições variadas e adversas de funcionamento.

As saídas dos controladores, corrente e tensão, foram limitadas (saturadas). Estes limites foram definidos em função das características de cada estratégia e dos valores nominais da máquina. Esta limitação é necessária, para manter, correntes e

tensões em valores aceitáveis para a máquina, assim como, possibilita obter respostas mais lentas em transitórios quando a máquina ainda não se encontra magnetizada.

O período de amostragem considerado foi  $T_e = 200\mu s$  e a frequência de chaveamento do inversor é de 2,5 kHz.

A seguir, são apresentados os resultados obtidos via simulação digital para os esquemas de controle vetorial direto e controle escalar, para fins de comparação. Os resultados foram divididos da forma que se segue:

- a) resultados obtidos utilizando o esquema de controle escalar volts/hertz (figura 1.3);
- b) resultados obtidos para a máquina 1, utilizando controladores de corrente estacionários;
- c) resultados obtidos com os esquemas propostos nas figuras (3.2) e (3.6), aplicados para a máquina 1, utilizando controladores corrente síncronos;
- d) resultados obtidos com os esquemas de controle das figuras (3.1), (3.3) e (3.6) aplicados para a máquina 2.
- e) resultados do estudo comparativo variando o período de amostragem nas estratégias de controle das figuras (3.3) e (3.6) aplicadas para a máquina 1.

## 5.2 - RESULTADOS OBTIDOS UTILIZANDO CONTROLE ESCALAR VOLTS/HERTZ PARA MÁQUINA 1.

O controle escalar, principalmente o controle volts/hertz, é uma das estratégias mais utilizadas atualmente, isto se deve a sua simplicidade de implementação. Todavia, a resposta obtida à degrau de referência de conjugado, tanto positivos como negativos, demonstram o baixo desempenho desta estratégia frente aos esquemas de controle vetorial. Isto impossibilita sua utilização em acionamentos onde exige-se respostas rápidas e bem amortecidas de conjugado. Os resultados apresentados a seguir servem para efeitos de comparação com os métodos vetoriais, e também permite caracterizar o que se denominou dinâmica pobre de conjugado.



A figura 5.1 apresenta os resultados de conjugado atual, velocidade rotórica e módulo de fluxo estatórico. Observa-se nesta figura, que as oscilações da resposta de conjugado, acompanharam as oscilações da resposta de fluxo. Quando ocorre o estabelecimento de fluxo no valor desejado, o mesmo acontece com o conjugado. Na inversão da referência de conjugado, quando a velocidade se aproxima de zero o fluxo não é assegurado acontecendo o mesmo com o conjugado. Este comportamento permanece até que a curva de velocidade passe por zero e a máquina comece a girar em sentido contrário quando então, após um período oscilatório ambas fluxos e conjugado atingem seu valor de referência.

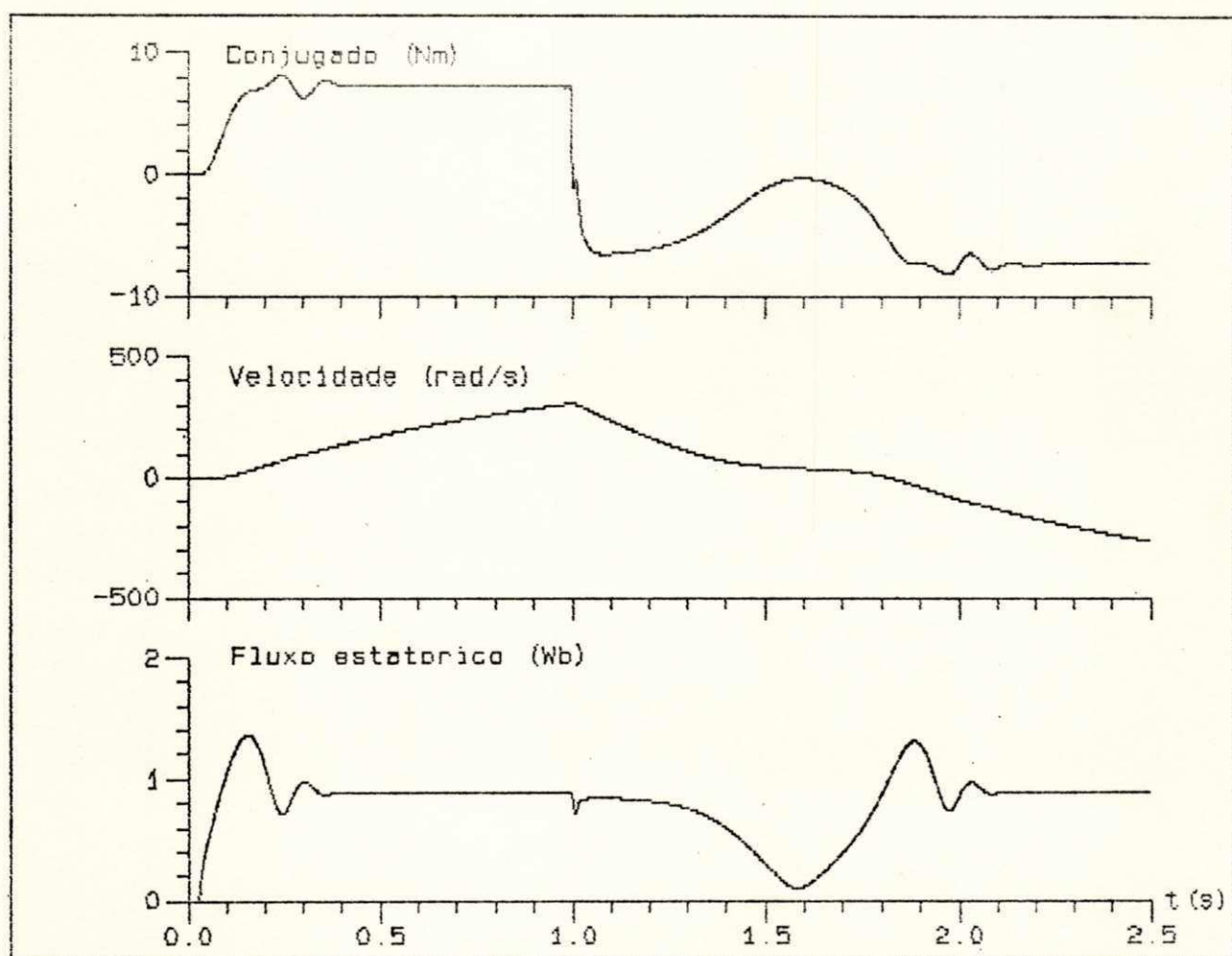


Figura 5.1 - Características transitórias para estratégia de controle escalar volts/hertz (figura 1.3).

### 5.3 - RESULTADOS OBTIDOS PARA A MÁQUINA 1 - FONTE DE CORRENTE ESTACIONÁRIA

Em função da semelhança existente entre as estratégias da figura (3.1) e figura (3.4) e entre a figura (3.2) e figura (3.5) serão expostos apenas resultados dos esquemas das figuras (3.1), (3.2), (3.3) e (3.6). Em conformidade com o apresentado na seção 3.4 todas as estratégias de controle a fluxo rotórico necessitam de um controlador de corrente, nos resultados apresentados a fonte de corrente utilizada é estacionária ( $w_g=0$ ).

Nos resultados apresentados nas figuras (5.2 - 5.5) e (5.10 - 5.11) a máquina está inicialmente parada. Enquanto que os resultados das figuras (5.6 - 5.9) a velocidade da máquina está próxima do valor nominal ( $w_r = 350$  rad/s).

A figura (5.2) mostra as curvas de conjugado eletromagnético, velocidade rotórica e módulo de fluxo estatórico, obtidas usando o esquema apresentado na figura (3.1) onde  $R_{\phi}^a$  e  $R_i^a$  são controladores P e PI respectivamente, calculados segundo as expressões (3.4) e (3.6).

Nesta figura, pode-se observar as respostas de fluxo e conjugado, representando fielmente a referência de conjugado. Em função disso não foi necessário traçar a curva de referência de conjugado. As curvas de conjugado e fluxo, apresentam uma oscilação residual ("ripple"), abaixo de  $\pm 5\%$ , em comparação com os valores de referência. Mesmo quando ocorre a inversão da referência de conjugado este valor percentual não se altera.

Considerando a equação dinâmica do movimento, verifica-se que para uma entrada degrau de conjugado eletromagnético a velocidade evolui aproximadamente como uma rampa. No controle escalar o que se observa é que quando da inversão do sentido de rotação tem-se um intervalo de tempo onde a velocidade permanece estabilizada próxima a zero. Isto não ocorre nas estratégias de controle vetorial.



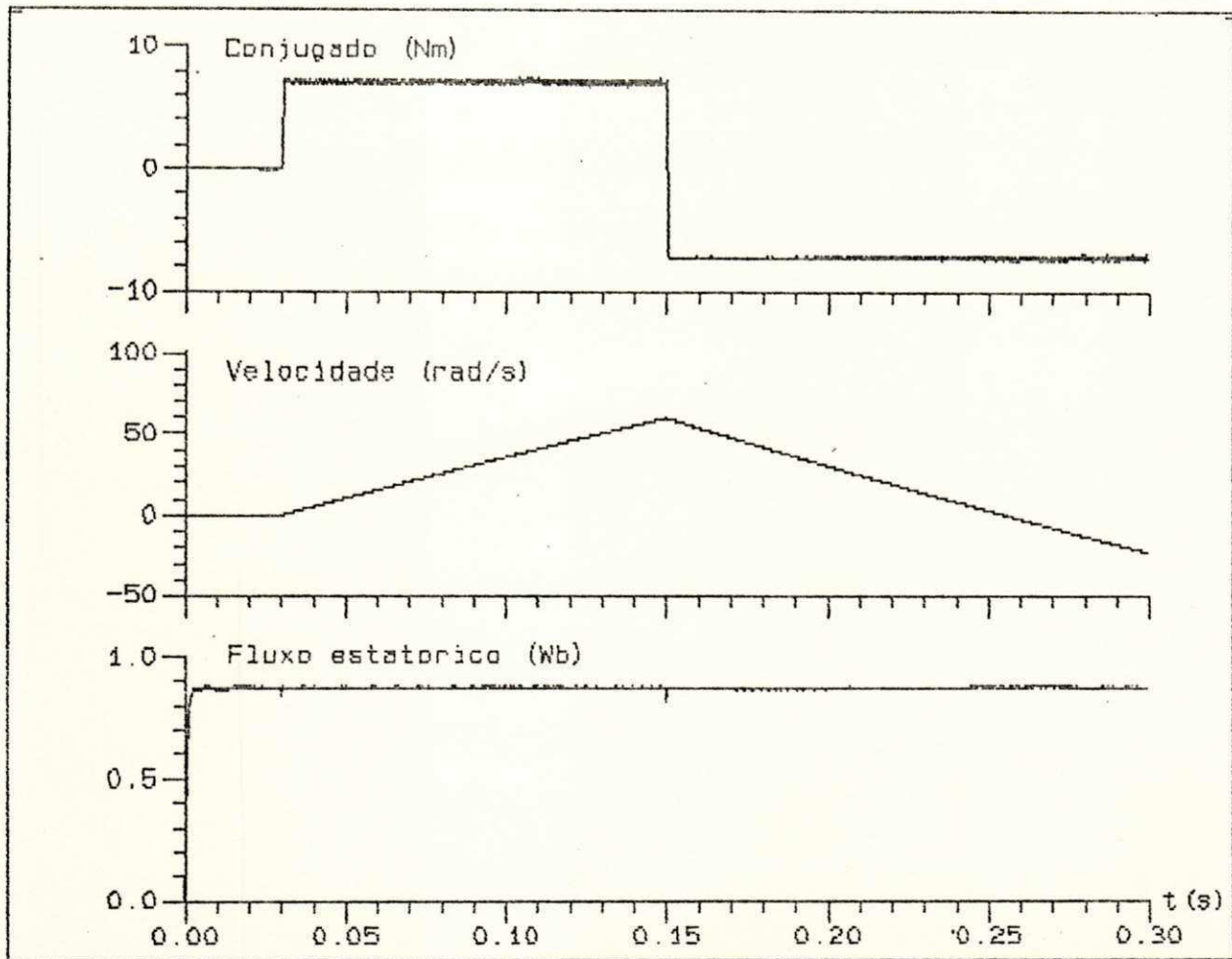


Figura 5.2 - Características transitórias para a estratégia de controle a fluxo estatórico em quadratura (figura 3.1).

A figura (5.3) mostra as curvas de conjugado eletromagnético, velocidade rotórica e o módulo do fluxo rotórico. As variáveis apresentadas nesta figura são as do esquema proposto na figura (3.2), onde  $R_{\phi}^b$  e  $R_i^s$  são os controladores do tipo PI dimensionados através das equações respectivas (3.9) e (3.35). Nesta figura, comprova-se a resposta quase instantânea do conjugado, com apenas um ripple abaixo de 5%. Ao contrário dos controles a fluxo estatórico, a resposta de fluxo não apresenta ripple. As saídas dos controladores de corrente ( $R_i^s$ ) foram limitadas em  $\pm 30A$ .

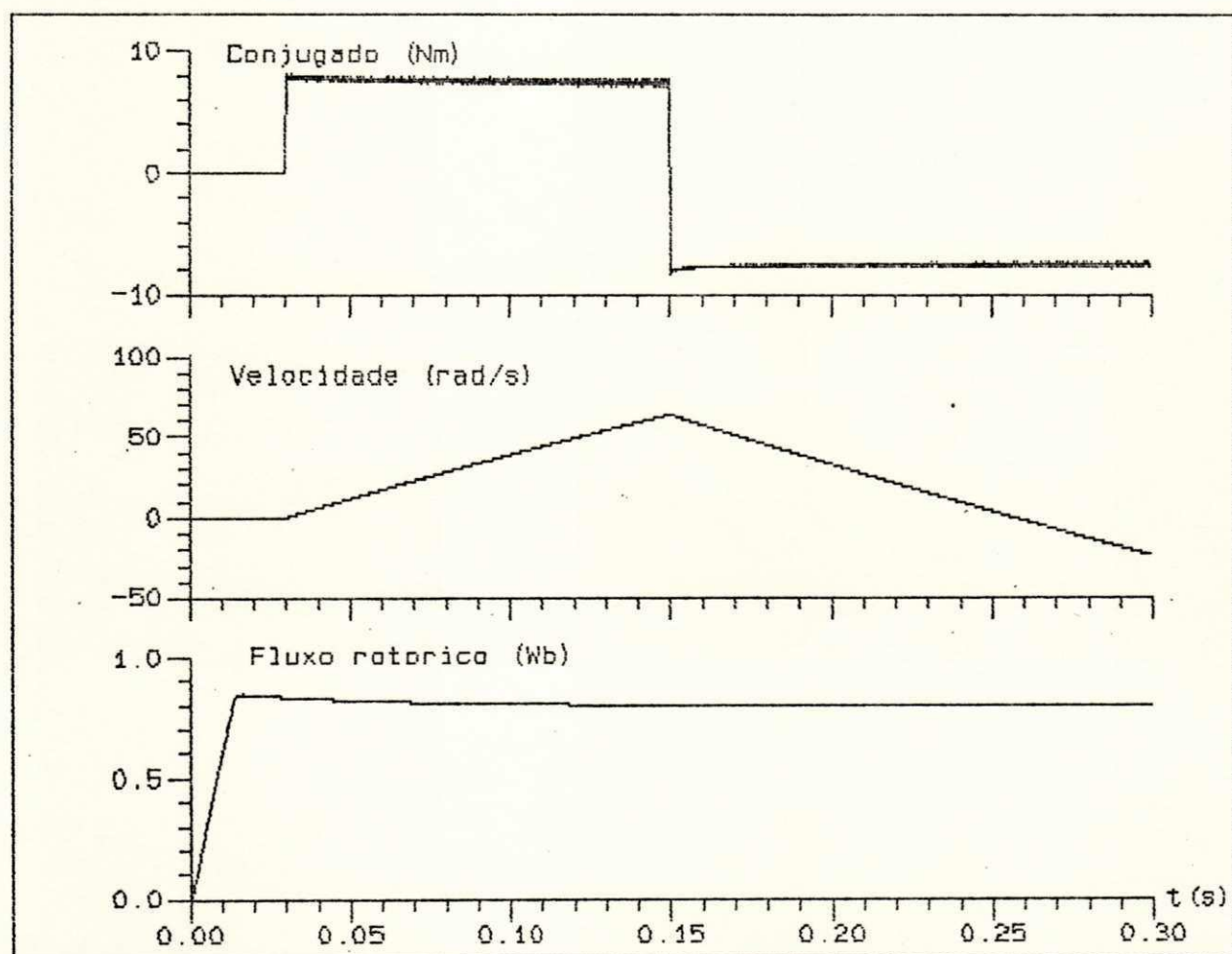


Figura 5.3 - Características transitórias para a estratégia de controle a fluxo rotórico constante - campo orientado (figura 3.2)



A figura (5.4) mostra as curvas de conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina, sua velocidade rotórica e módulo do fluxo estatórico, do esquema proposto pela figura (3.3) onde  $R_{\Phi}^S$  é um controlador PI, calculado de acordo com a expressão (3.16). Pode-se observar na curva de conjugado que esta é mais lenta que as apresentadas nas outras estratégias. Contudo, esta diferença no tempo de estabelecimento de conjugado não é significativa, pois, em aplicações práticas (tempo real), é mecanicamente impossível uma resposta quase instantaneamente.

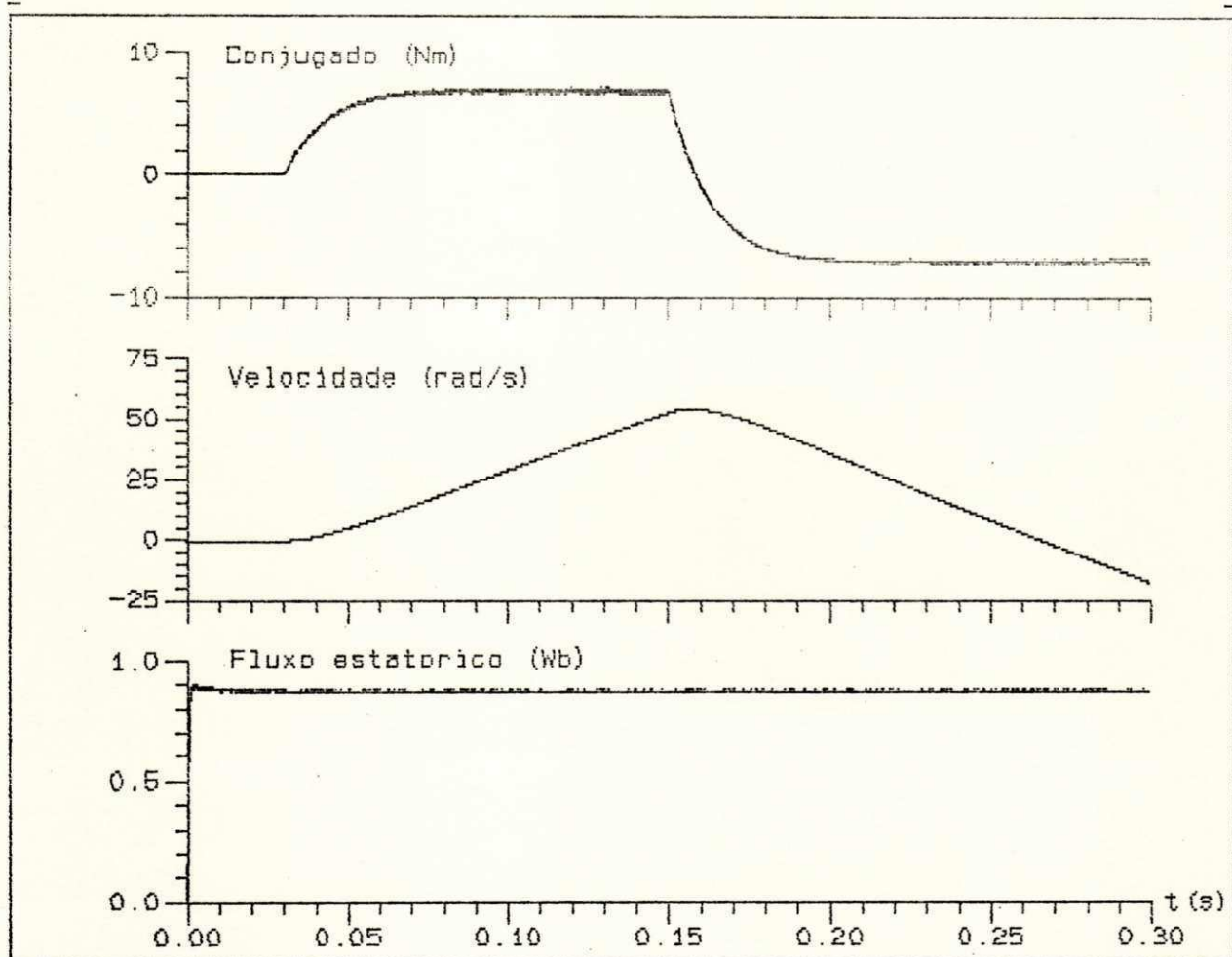


Figura 5.4 - Características transitórias para a estratégia de controle por escorregamento a fluxo estatórico constante (figura 3.3).

A figura (5.5) mostra as variáveis do esquema da figura (3.6) que são o conjugado eletromagnético, a velocidade rotórica e o módulo do fluxo rotórico. Os controladores do tipo PI utilizados para controle de fluxo ( $R_{\Phi}^r$ ) e corrente ( $R_I^s$ ), foram calculados utilizando as expressões (3.29) e (3.35). Os limites de corrente utilizados na saída dos controladores ( $R_I^s$ ) foram de  $\pm 10A$ . Estes resultados são comparáveis com aqueles observados nos controles em campo orientado e nos controles a fluxo estatórico em quadratura.

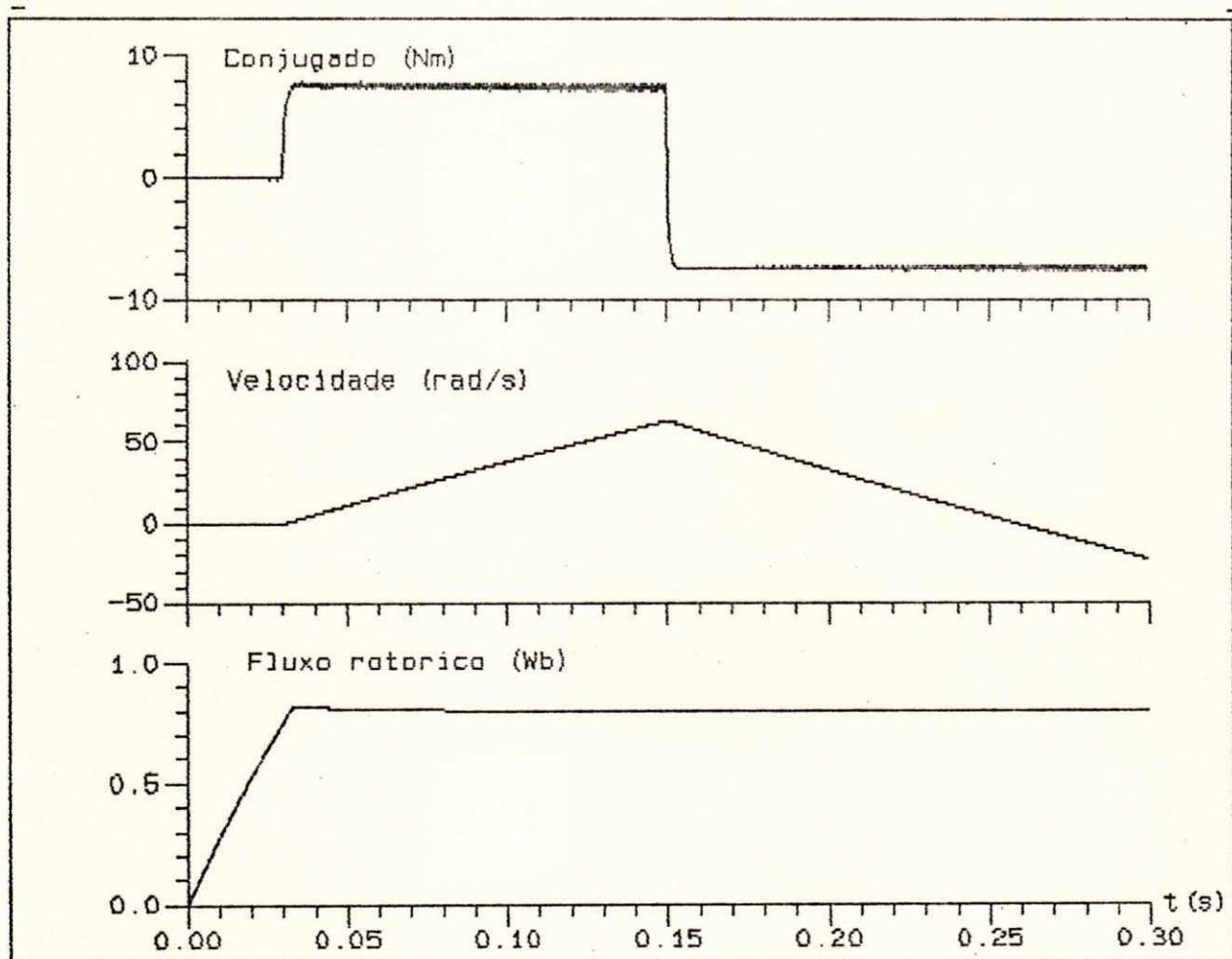


Figura 5.5- Características transitórias para a estratégia de controle por escorregamento a fluxo rotórico constante (figura 3.6).



As figuras (5.6), (5.7), (5.8) e (5.9) apresentam os resultados de conjugado, módulo de fluxo (estatórico/rotórico) e velocidade rotórica próxima da nominal, dos esquemas propostos nas figuras (3.1),(3.2),(3.3) e (3.6) respectivamente. Os controladores utilizados foram os mesmos utilizados anteriormente. Na estratégia de controle a fluxo rotórico, os limites de corrente na saída dos controladores foram de  $\pm 30A$ . Nestas figuras, observa-se que as respostas em alta velocidade são semelhantes as respostas em baixa velocidade, ou seja, a velocidade não influenciou o comportamento dinâmico transitório e regime permanente. Apenas, ocorre um aumento no ripple de conjugado em todas as estratégias, e no ripple de fluxo nas estratégias a fluxo estático.

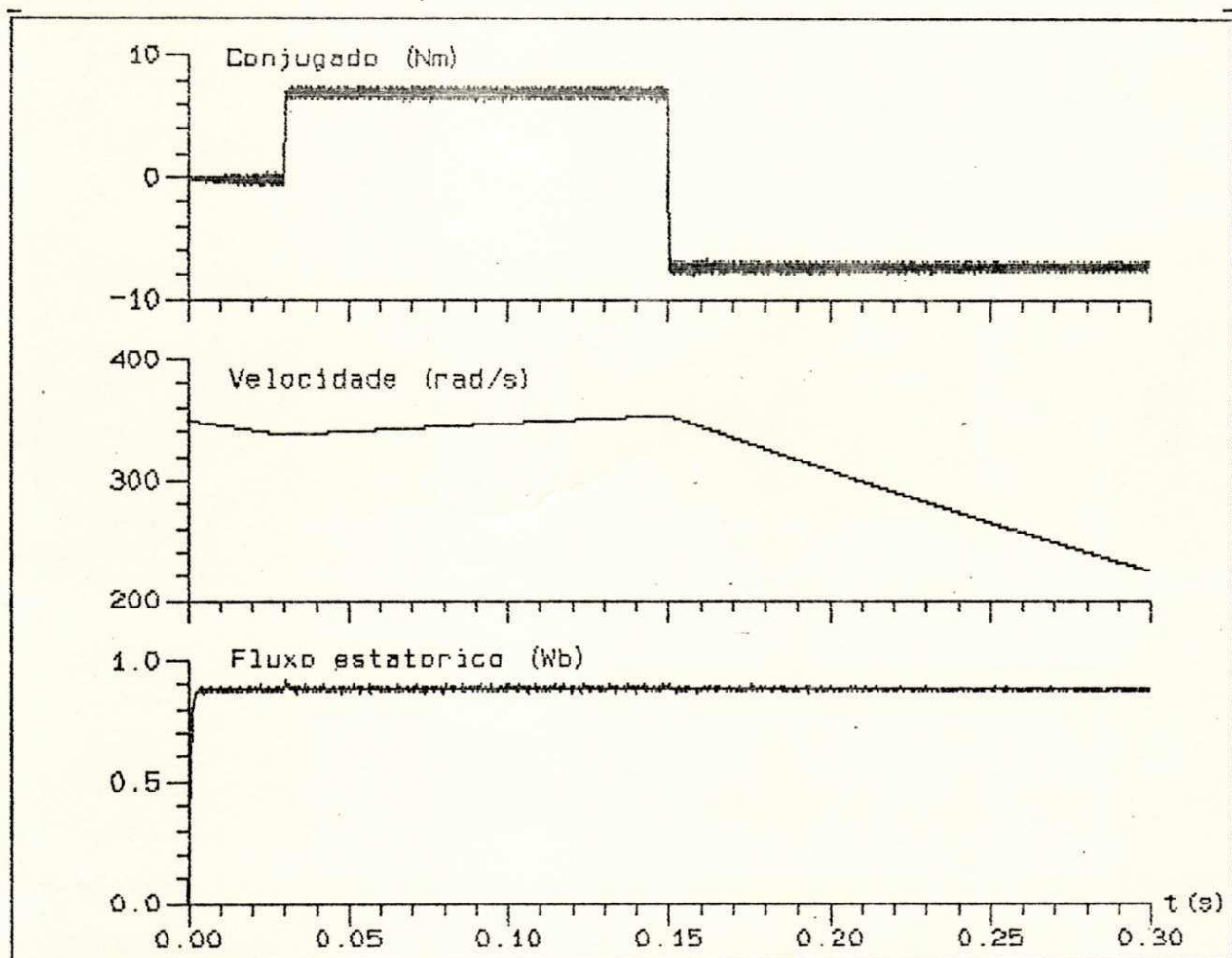


Figura 5.6 - Características transitórias para a estratégia de controle a fluxo estático em quadratura (figura 3.1).

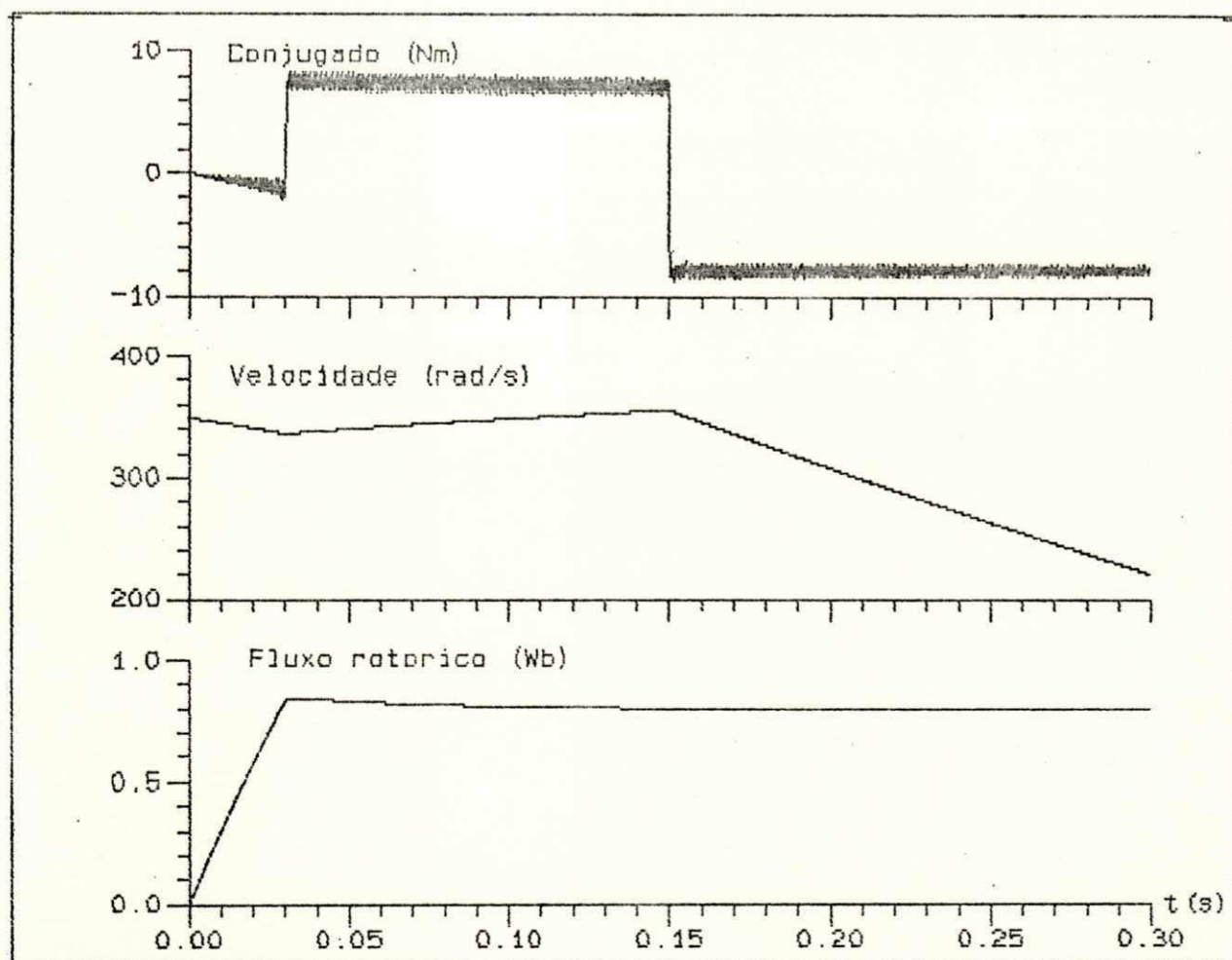


Figura 5.7 - Características transitórias para a estratégia de controle a fluxo rotórico constante - campo orientado (figura 3.2)



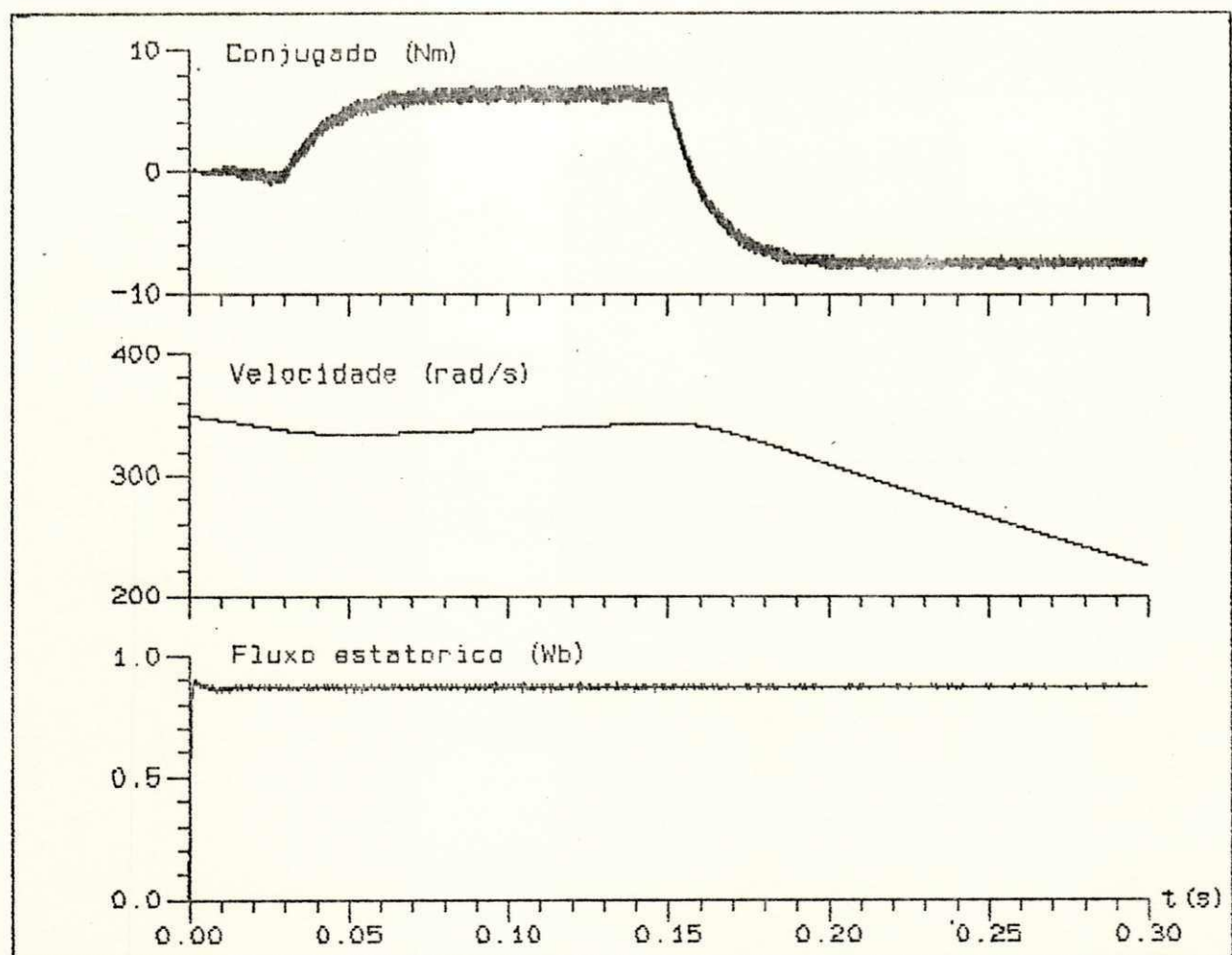


Figura 5.8 - Características transitórias para a estratégia de controle por escorregamento a fluxo estatórico constante (figura 3.3).

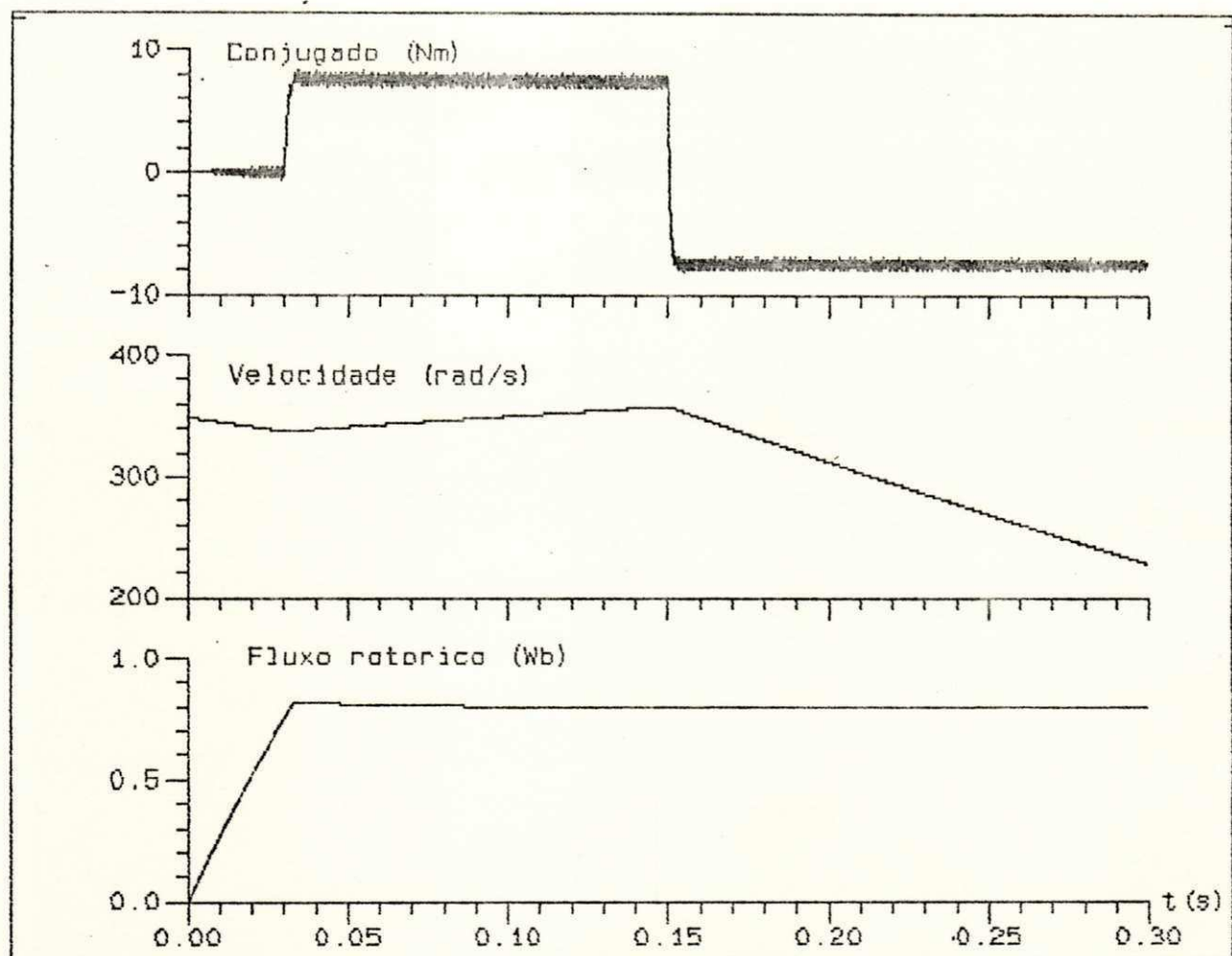


Figura 5.9 - Características transitórias para a estratégia de controle por escorregamento a fluxo rotórico constante (figura 3.6).

#### 5.4 - RESULTADOS OBTIDOS PARA A MÁQUINA 1 - COM FONTE DE CORRENTE SÍNCRONA

Apesar de serem de implementação mais complexa, as fontes de corrente síncronas são uma alternativa para o controle de corrente. A seguir, são apresentados dois resultados de simulações, utilizando as estratégias de controle a campo orientado e escorregamento no rotor.

Verifica-se que as respostas do primeiro esquema de controle em relação ao segundo, são mais amortecidas e não apresentam



"overshoot". Isto é compreensível pois o esquema de controle por escorregamento no rotor necessita de uma transformação de coordenadas a mais.

Os limites de corrente utilizados da saída dos controladores, em ambos os esquemas, foi o mesmo utilizado para fontes de corrente estacionárias.

A figura (5.10) apresenta os resultados de conjugado eletromagnético, velocidade rotórica e módulo de fluxo rotórico, do esquema proposto na figura (3.3). O controlador  $R_{\phi}^b$  (PI) foi calculado segundo a expressão (3.9) e o controlador  $R_i^b$  (PI posicionado no campo), foi obtido a partir das expressões (3.31 e 3.32).

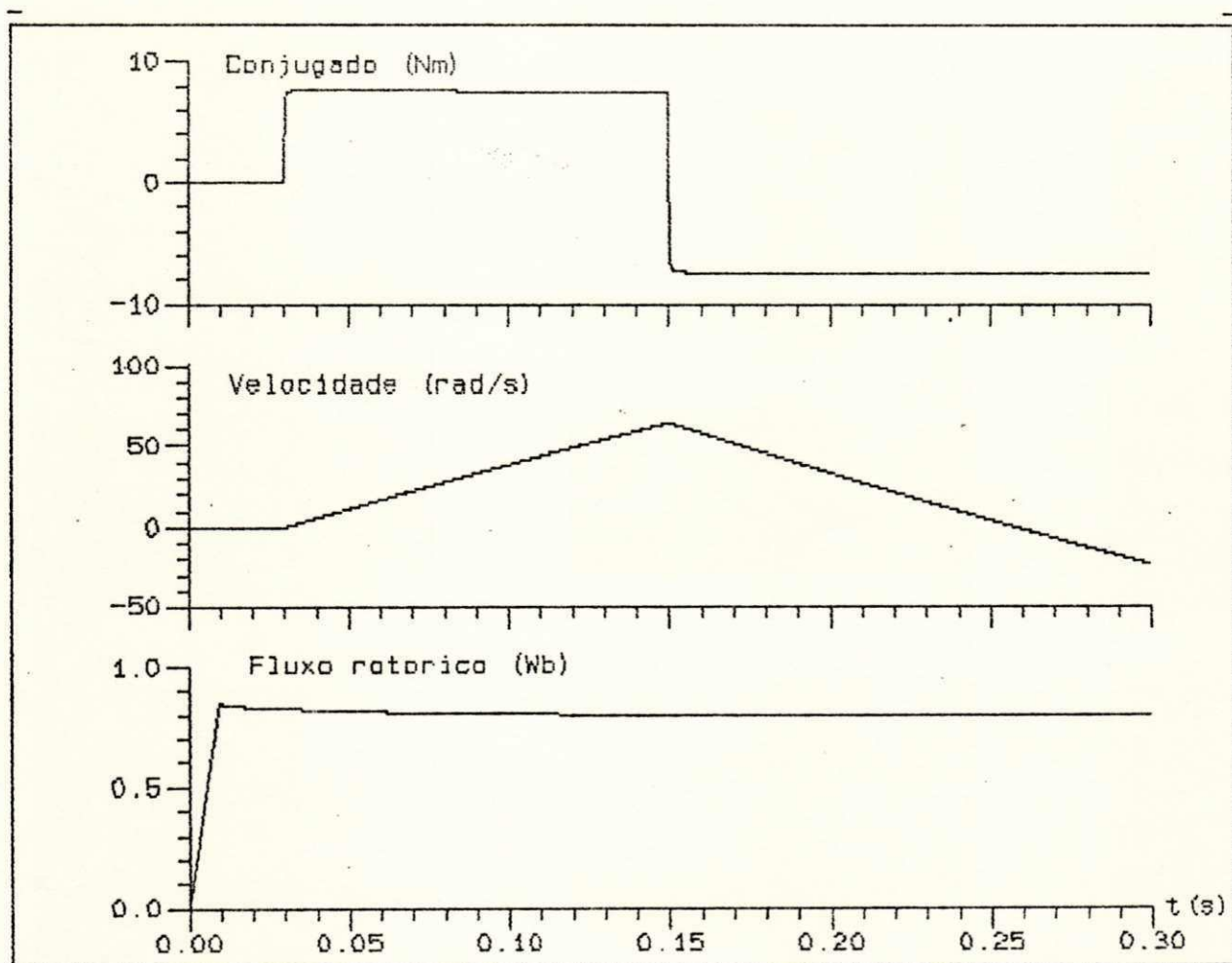


Figura 5.10 - Características transitórias para a estratégia de controle em quadratura a fluxo rotórico (figura 3.2) - fonte de corrente síncrona.

Na figura (5.11) os resultados obtidos (conjugado, velocidade e fluxo rotórico), são referentes ao esquema proposto na figura (3.6). O controlador utilizado  $R_{\phi}^r$  (PI) foi calculado considerando as expressões (3.28) e o controlador  $R_i^b$  (PI - síncrono), de acordo com as expressões (3.31 e 3.32).

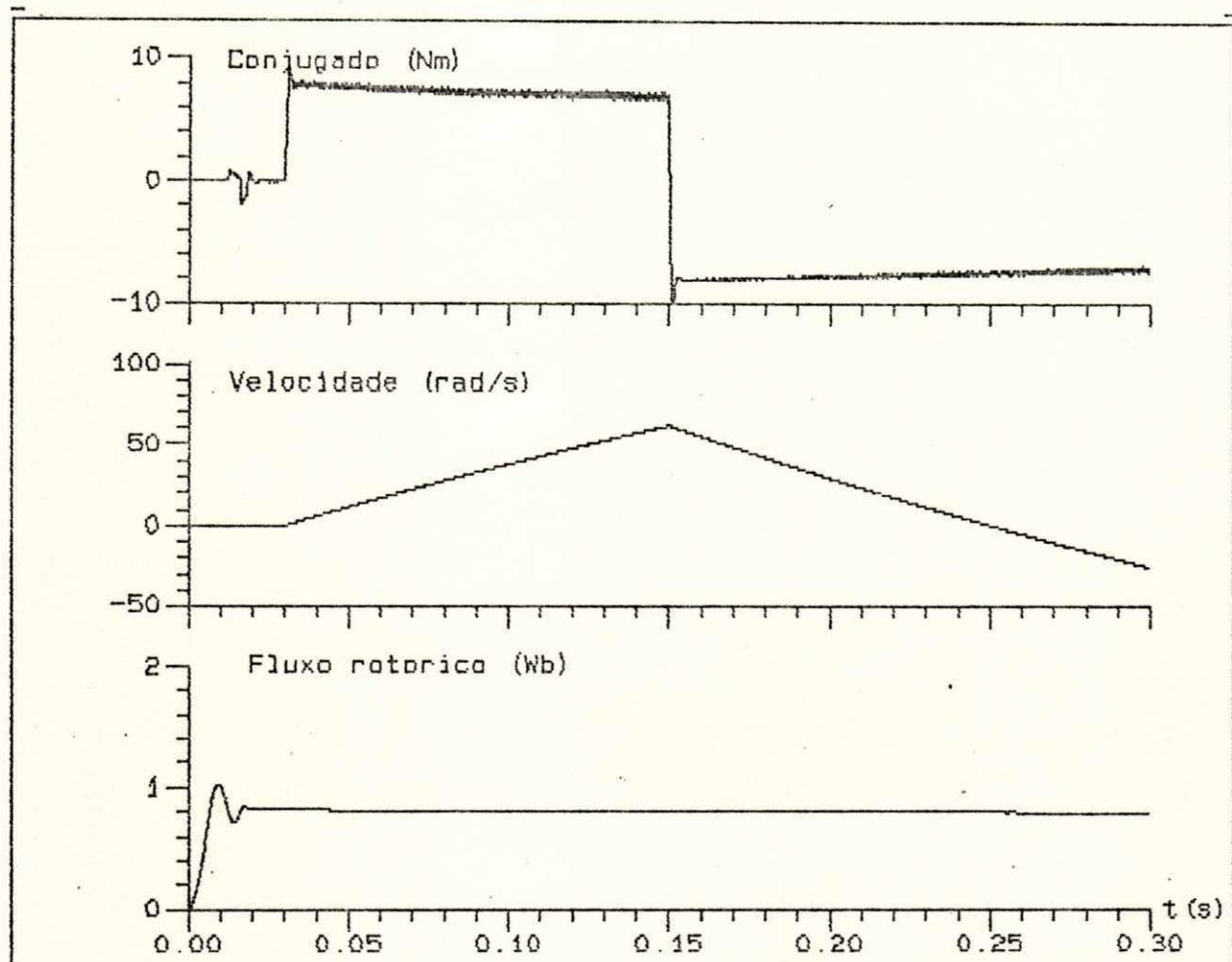


Figura 5.11 - Características transitórias para a estratégia de controle por escorregamento a fluxo rotórico constante (figura 3.6) - fonte de corrente síncrona.

### 5.5 - RESULTADOS OBTIDOS PARA A MÁQUINA 2

De forma a comprovar o desempenho das estratégias estudadas, as figuras (5.12), (5.13) e (5.14) apresentam resultados obtidos para os esquemas das figuras (3.1), (3.3) e (3.6) respectivamente, aplicados para a máquina 2 (Apêndice A). Utilizou-se

controladores de corrente estacionários.

A figura (5.12) mostra os resultados de conjugado eletromagnético, velocidade rotórica e módulo de fluxo estatórico, os controladores utilizados ( $R_{\phi}^a$  e  $R_i^a$ ) são controladores P e PI respectivamente, calculados segundo as expressões (3.9) e (3.35), os limites considerados na saída dos controladores é a tensão nominal da máquina e, considera-se esta inicialmente parada.

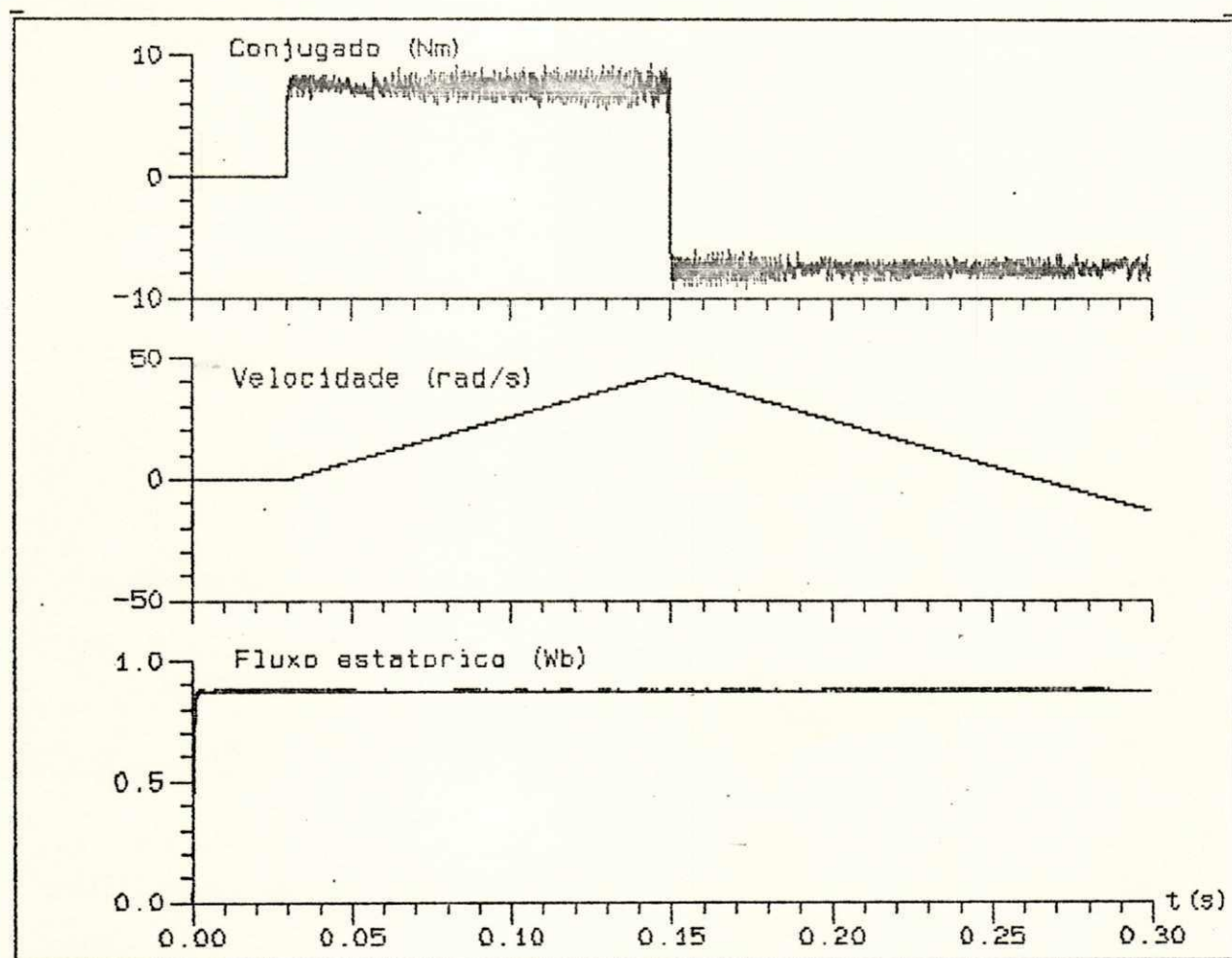


Figura 5.12 - Características transitórias para a estratégia de controle a fluxo estatórico em quadratura (figura 3.1) da máquina 2.



Na figura (5.13) os resultados são de conjugado, velocidade rotórica e módulo de fluxo estatórico,  $R_{\Phi}^S$  é um controlador PI, calculado de acordo com a expressão (3.15). Os limites observados na saída dos controladores é a tensão nominal da máquina.

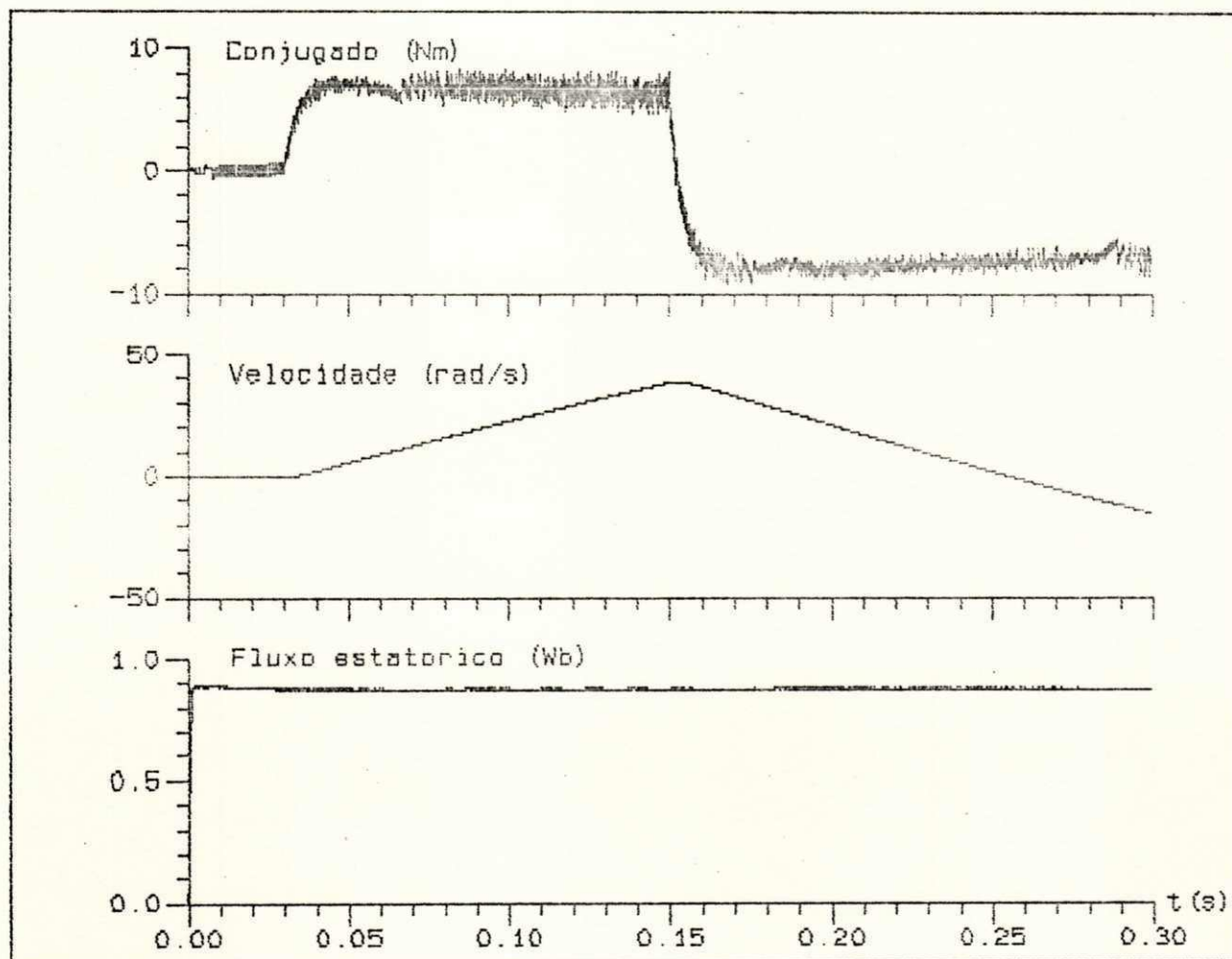


Figura 5.13 - Características transitórias para a estratégia de controle por escorregamento a fluxo estatórico constante (figura 3.3) da máquina 2.

Nas figuras (5.12 e 5.13) pode-se comprovar o desempenho das estratégias de controle estudadas, verificando-se que estes resultados são comparáveis aqueles obtidos para a máquina 1. Observa-se contudo, um aumento no ripple de conjugado, isto é consequência do fato, que as constantes de tempo da máquina 2 é menor que a da máquina 1, e a tensão da fonte CC, foi mantida inalterada.

A figura (5.14) apresenta os resultados de conjugado, velocidade e fluxo rotórico. Os controladores PI utilizados para controle de fluxo ( $R_{\Phi}^R$ ) e corrente ( $R_1^S$ ), foram calculados utilizando as expressões (3.24 e 3.35). Os limites de corrente observados na saída dos controladores de fluxo ( $R_{\Phi}^R$ ) foi de +9 e -9 A de formas a obter uma resposta de conjugado e fluxo mais lenta porém sem "overshoot" ou oscilações.

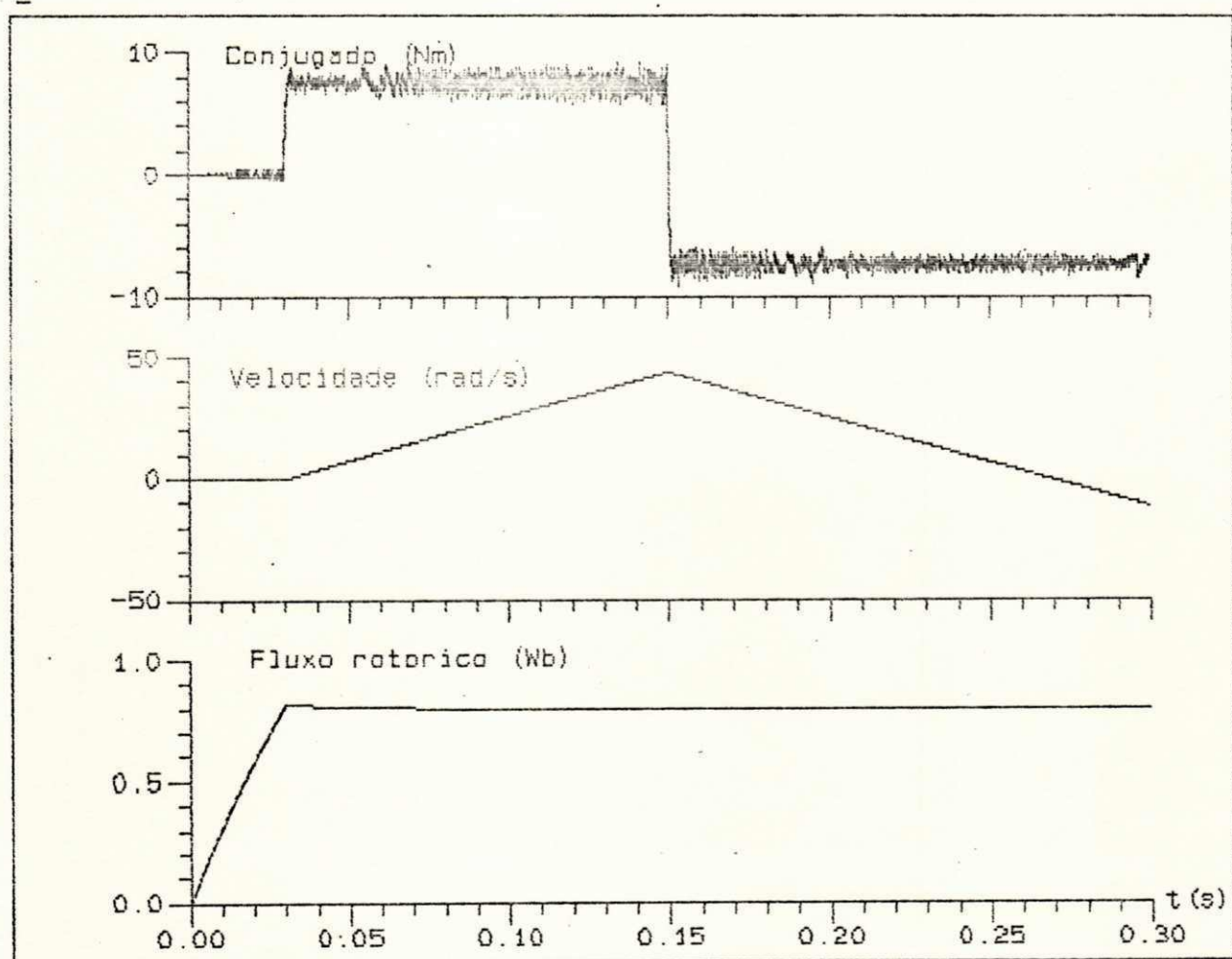


Figura 5.14 - Características transitórias para a estratégia de controle por escorregamento a fluxo rotórico constante (figura 3.6) da máquina 2.

## 5.6 - ESTUDO COMPARATIVO PARA VÁRIOS PERÍODOS DE AMOSTRAGEM

Conforme apresentado na seção (4.2) a escolha do período de amostragem é de fundamental importância para a simulação e implementação prática das estratégias de controle apresentadas.

A seguir são apresentados os resultados de conjugado e fluxo para os esquemas propostos nas figuras (3.3) e (3.6) respectivamente. As condições de contorno são as mesmas utilizadas até o momento, simulou-se a máquina em velocidade próxima a nominal, em função desta ser a condição mais crítica de funcionamento. Os procedimentos de cálculo para os controladores foram os mesmos utilizados anteriormente.

A fonte de corrente utilizada na estratégia de controle por escorregamento a fluxo rotórico, no rotor, é estacionária. Os valores dos períodos de amostragem utilizados e seus respectivos ganhos são apresentados nas tabelas abaixo.

A tabela (5.1) apresenta os períodos de amostragem utilizados e seus respectivos ganhos ( $K_p$  e  $K_i$ ) calculados para o esquema da figura (3.3).

Período de Amostragem ( $T_e$ )	Ganhos dos controladores $R_{\Phi}^s$		Figura
	$K_i$	$K_p$	
200 $\mu$ s	64,93	2.468	5.15-a 5.16-a
300 $\mu$ s	64,93	1.634	5.15-b 5.16-b
400 $\mu$ s	64,93	1.219	5.15-c 5.16-c
500 $\mu$ s	64,93	968	5.15-d 5.16-d

Tabela 5.1 - Ganhos proporcional ( $K_p$ ) e integral ( $K_i$ ) para diferentes períodos de amostragem, para controladores de fluxo ( $R_{\Phi}^s$ ).



As figuras (5.15-a) e (5.15-b) apresentam os resultados do conjugado eletromagnético e do módulo de fluxo estatórico para o esquema da figura (3.3), considerando a máquina com velocidade próxima da nominal.

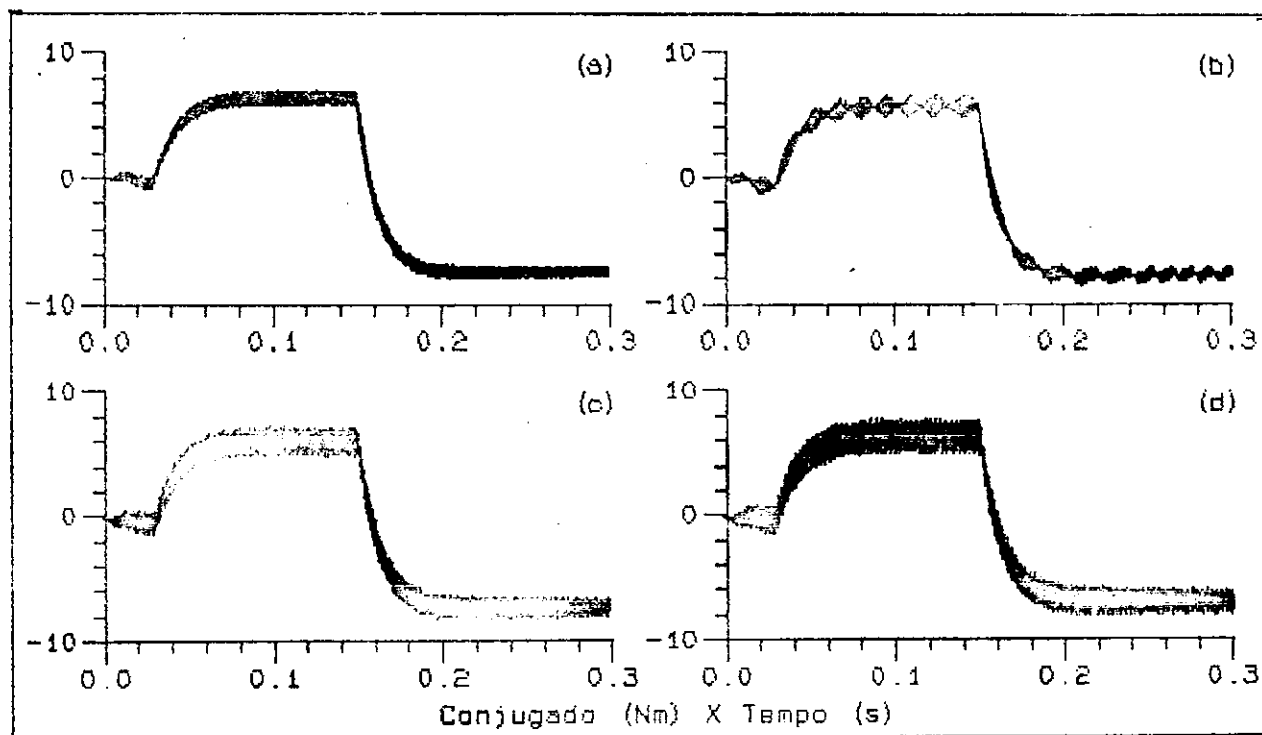


Figura 5.15-a - Curvas de conjugado eletromagnético da estratégia de controle por escorregamento a fluxo estatórico constante (figura 3.3).

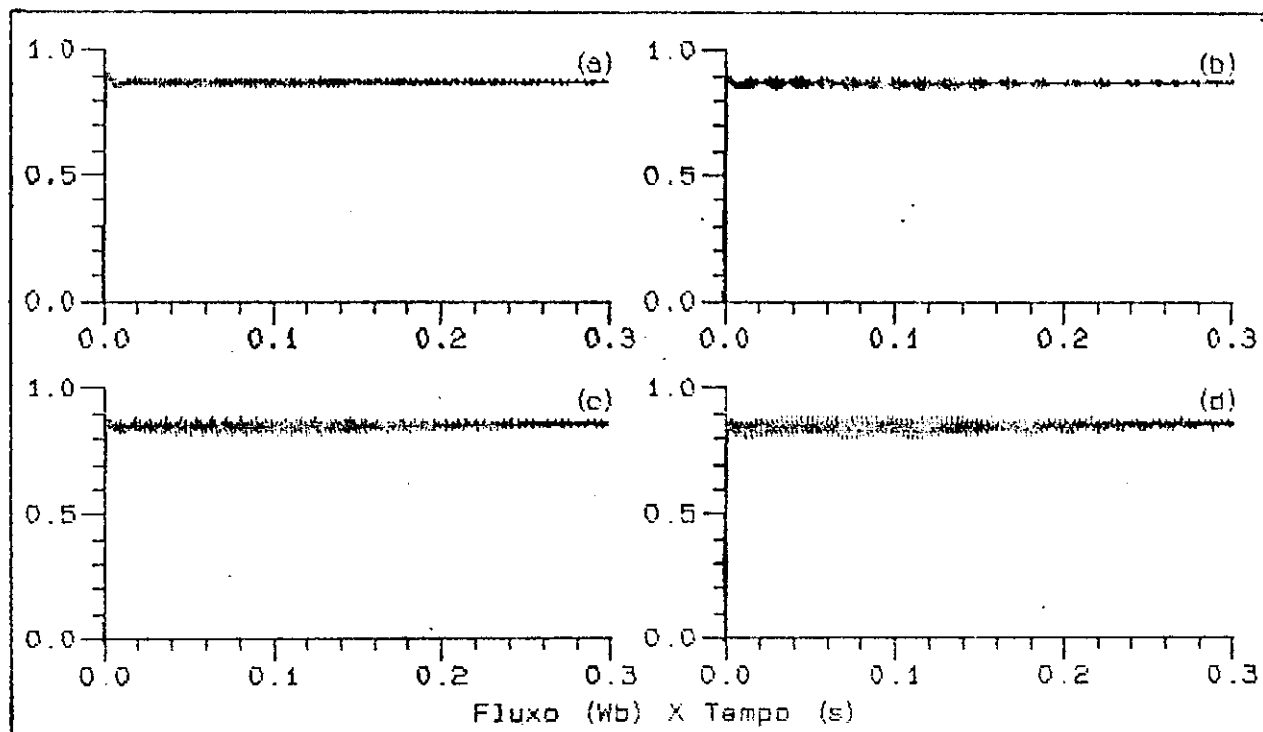


Figura 5.15-b - Curvas do módulo de fluxo estatórico estratégia de controle por escorregamento a fluxo estatórico constante (figura 3.3).

A tabela (5.2) apresenta os períodos de amostragem utilizados e seus respectivos ganhos ( $K_p$  e  $K_i$ ) dos controladores  $R_{\Phi}^r$  e  $R_i^s$  calculados para o esquema da figura (3.6).

Período de Amostragem ( $T_e$ )	Controlador $R_{\Phi}^r$		Controlador $R_i^s$		Figura
	$K_i$	$K_p$	$k_i$	$K_p$	
200 $\mu$ s	1,37	776.	2,89	110.	5.16-a 5.17-a
300 $\mu$ s	1,37	517.	2,89	73.	5.16-b 5.17-b
400 $\mu$ s	1,37	387.	2,89	54.	5.16-c 5.17-c
500 $\mu$ s	1,37	310.	2,89	43.	5.16-d 5.17-d

Tabela 5.2 - Ganhos proporcional ( $K_p$ ) e integral ( $K_i$ ) para diferentes períodos de amostragem, para controladores de fluxo ( $R_{\Phi}^s$ ) e corrente ( $R_i^s$ ).

As figuras (5.16-a) e (5.16-b) apresentam os resultados do conjugado eletromagnético e do módulo do fluxo rotórico para o esquema da figura (3.6), considerando a máquina com velocidade próxima da nominal.



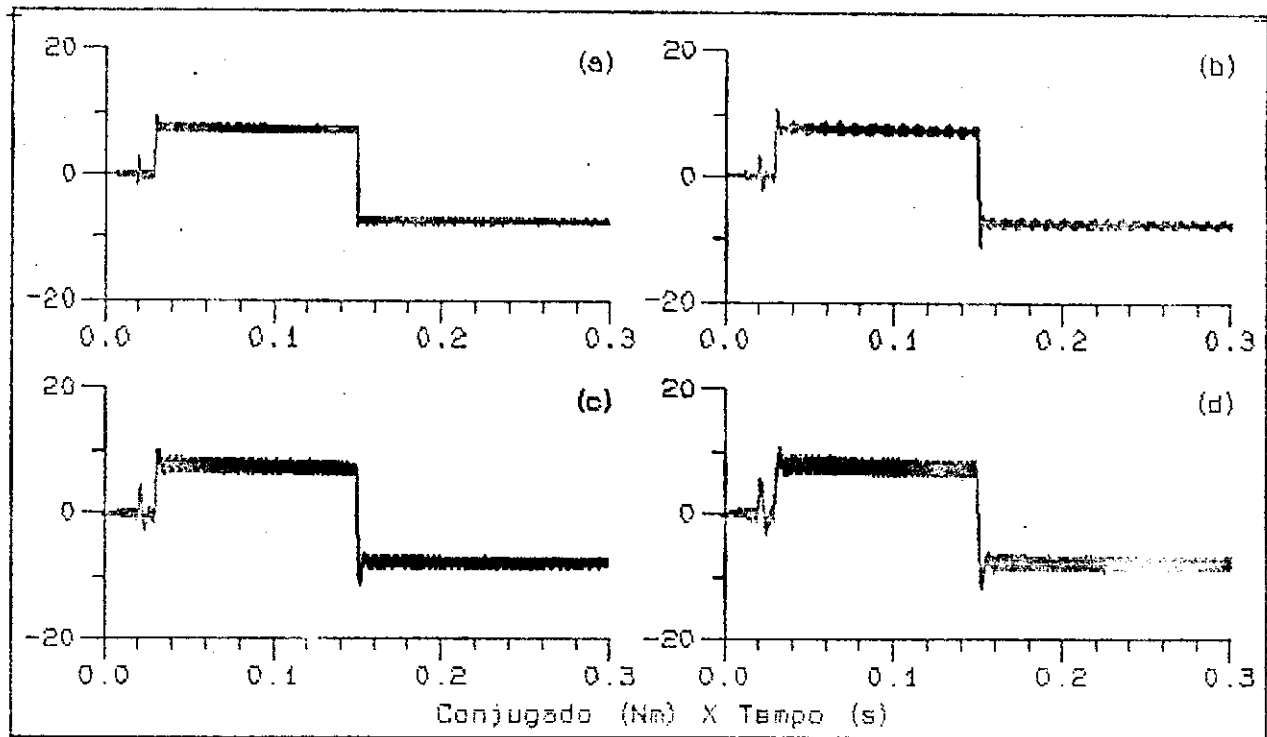


Figura 5.16-a - Curvas de conjugado eletromagnético da estratégia de controle por escorregamento a fluxo rotórico constante (figura 3.6).

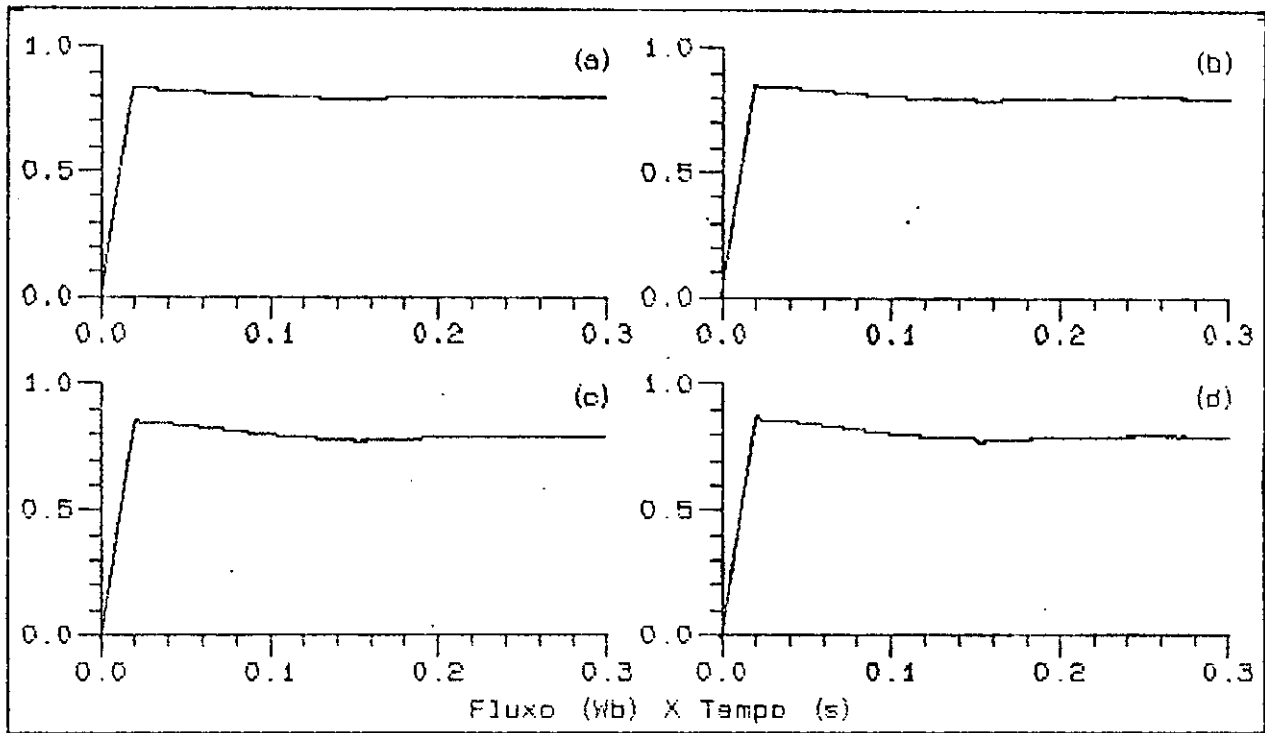


Figura 5.16-b - Curvas do módulo de fluxo estático estratégia de controle por escorregamento a fluxo rotórico constante (figura 3.6).

Nas figuras (5.15-a/b e 5.16-a/b), observa-se que as quatro respostas de conjugado e fluxo (para os diferentes períodos de amostragem), são similares. Ocorre entretanto, um aumento no ripple das respostas (fluxo e conjugado) de acordo como aumenta-se o período de amostragem. Isto é consequência, do fato que, aumentando-se  $T_e$  aumenta-se o período no qual considera-se as fem's constantes. Sendo este o maior fator de erro de regulação. Este aumento de  $T_e$  influencia também as transformações de coordenadas (senos e cossenos). Mesmo para o caso mais crítico ( $T_e=500\mu s$ ) o ripple não ultrapassa  $\pm 10\%$  do valor de referência.

## 5.7 - CONCLUSÃO

Em primeiro lugar, conclui-se, observando a curva 5.1 (controle escalar) e comparando-a com as restantes (controle vetorial), que todas as estratégias de controle vetorial estudadas apresentam um desempenho bem superior que a estratégias volts/hertz.

Pode ser observado a partir das curvas, que o desempenho dinâmico obtido usando os esquemas propostos é similar ao desempenho obtido com o controle em campo orientado. Somente os resultados da estratégia da figura (3.3) apresentam uma resposta de conjugado mais lenta que as outras. A velocidade da máquina tem uma reduzida influência sobre o desacoplamento e comportamento dinâmico nas malhas de controle de fluxo e conjugado.

Todas as estratégias apresentadas, responderam bem às referências de conjugado tanto em baixa como em alta velocidade, o que configura a pouca influência da velocidade no desacoplamento de fluxo e conjugado. As curvas (5.12, 5.13 e 5.14) obtidas da máquina 2 confirmam o desempenho das estratégias de controle vetorial estudadas.

Com relação aos controladores de corrente síncronos, figuras (5.10 e 5.11), estes apresentam respostas com apenas um pequeno "overshoot" e um tempo de subida da curva de conjugado menor se comparado com a opção de controlador de corrente estacionário. Optou-se por controladores de corrente estacionários em função da maior simplicidade destes em comparação com os controladores de corrente síncronos. Para o controle da figura (3.6) o problema é semelhante, regula-se o fluxo no rotor, transforma-se as correntes obtidas de referência para referencial síncrono e as



tensões de referência do referencial síncrono para o referencial estatórico.

A comparação utilizando diferentes períodos de amostragem para a estratégia de controle a fluxo estatórico constante por escorregamento no estator, e fluxo rotórico constante por escorregamento no rotor, demonstraram a possibilidade de se ampliar o valor do período de amostragem sem comprometer a resposta de fluxo e conjugado.

## *CAPÍTULO 6*

### *CONCLUSÃO GERAL*

Desenvolveu-se neste trabalho o estudo de estratégias de controle desacoplado de fluxo e conjugado para máquinas assíncronas em acionamentos estáticos de alto desempenho.

Diferentemente de outros trabalhos que também abordam o desacoplamento das variáveis para controle independente, utilizou-se uma metodologia baseada na escolha adequada de variáveis de estado e eixos de referência representantes do modelo da máquina. Esta abordagem permite a utilização de reguladores convencionais monovariáveis nas malhas de controle de fluxo e conjugado.

As estratégias de controle foram divididas em dois grupos, o primeiro utiliza uma variável de estado (fluxo) para manter a excitação magnética da máquina constante e a componente de corrente em quadratura para controlar o conjugado.

O segundo grupo faz uso de uma variável de estado (fluxo) para manter constante a magnetização da máquina e a frequência de escorregamento desta variável para controlar o conjugado.

A validade das novas estratégias foi comprovada através de simulações digitais, onde, a aplicação de degraus de referência de conjugado possibilitaram avaliar o tempo de resposta e desempenho (comportamento transitório e em regime permanente), considerando a máquina inicialmente parada ou então com velocidade próxima da nominal.

As simulações permitiram uma comparação com o método de controle escalar (volts/hertz) permitindo caracterizar o que se considera uma rápida resposta e alto desempenho.

A comprovação de que as estratégias realmente possibilitam um controle de alto desempenho é obtida também, comparando-as com o esquema de controle de campo orientado convencional. Simulando uma segunda máquina com características construtivas diferentes, comprova-se o bom desempenho das estratégias, mesmo quando se utiliza máquinas de parâmetros diferentes.

O tempo de processamento da CPU é fator de fundamental importância em acionamentos estáticos com máquinas assíncronas de alto desempenho. Em função disso, realizou-se um estudo comparativo da complexidade de programação de quatro das estratégias de controle estudadas e um estudo da influência da variação do período de amostragem no funcionamento destas estratégias.

O estudo da complexidade foi baseado na análise da quantidade e tipo das operações matemáticas realizadas por estas estratégias. Este estudo possibilitou concluir que aquelas estratégias que utilizam o fluxo estático, para controle da magnetização da máquina, requerem menos tempo de processamento para resolução de seus algoritmos de controle.

A comparação realizada alterando os períodos de amostragem de 200 $\mu$ s até 500 $\mu$ s, em duas estratégias (controle por escorregamento a fluxo estático no estator e fluxo rotórico no rotor). Possibilitou avaliar a influência do aumento deste nas respostas de fluxo e conjugado, e assim ampliar a faixa de tempo disponível para a CPU realizar os cálculos do algoritmo de controle. Constatou-se, que dentro desta faixa de operação, a variação do período de amostragem não causa alteração significativa nas respostas de fluxo e conjugado, exceto pelo aumento do "ripple" de conjugado.

Finalizando, este trabalho abre novas perspectivas ao estudo de estratégias de controle vetorial e suas aplicações práticas. A continuidade do trabalho realizado, pode ser feita dando ênfase à:

- estudo sobre a influência de variações paramétricas no comportamento do controle de fluxo-conjugado da máquina,



- estudo da influência do tempo de cálculo dos controladores e aquisição de dados,
- estudo da operação da máquina na região de enfraquecimento de campo,
- implementação prática das estratégias apresentadas, fechando a malha de controle utilizando para tanto trabalhos realizados no L.E.I.A.M., quais sejam, aquisição de fluxo - (Silva, 1991), modulador PWM - (Alves, 1991) e inversor trifásico a transistores - (Souza, 1989).

## APÊNDICE A

### A.1) Parâmetros da máquina 1:

$$r_s = 5,73 \Omega.$$

$$r_r = 3,42 \Omega.$$

$$l_s = 0,386 \text{ H.}$$

$$l_r = 0,386 \text{ H.}$$

$$l_m = 0,363 \text{ H.}$$

$$P = 2.$$

$$J = 0,0267 \text{ kg.m}^2.$$

$$F = 0,0297 \text{ N.m/rad/s.}$$

$$f = 50\text{Hz.}$$

$$v_n = 311\text{V.}$$

$$\Phi_n = 0.98 \text{ Wb.}$$

### A.2) Parâmetros da máquina 2:

$$r_s = 0,39 \Omega.$$

$$r_r = 1,41 \Omega.$$

$$l_s = 0,094 \text{ H.}$$

$$l_r = 0,094 \text{ H.}$$

$$l_m = 0,091 \text{ H.}$$

$$P = 2.$$

$$J = 0,04 \text{ kg.m}^2.$$

$$F = 0,01 \text{ N.m/rad/s.}$$

$$f = 50 \text{ Hz.}$$

$$v_n = 311\text{V.}$$

$$\Phi_n = 0.98 \text{ Wb.}$$

### A.3) Parâmetros do inversor trifásico

Frequência de chaveamento = 2,5kHz.

Componente semicondutor = transistor de potência.

Tensão da fonte CC = 900V.



## APÊNDICE B

### B.1) Modelo do sistema a controlar

O modelo completo de controle, figura (1.1), consiste de uma fonte (inversor a transistor) representada simplificada por um ZOH, controladores (P ou PI) eixos dq e um sistema (máquina elétrica assíncrona).

Na figura (B.1) observa-se as funções de transferências, em diagrama de blocos, para controle em malha aberta.

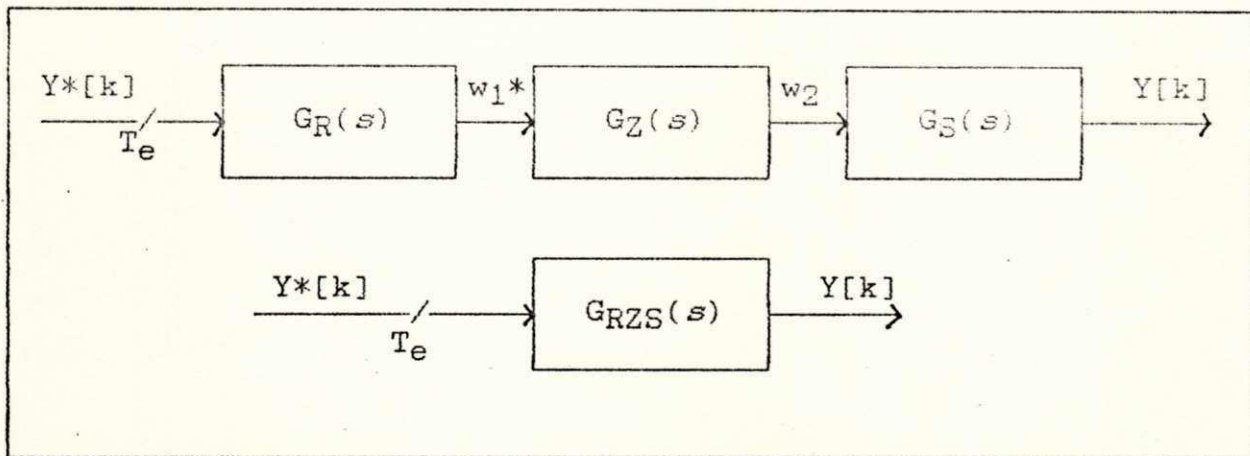


Figura (B.1) - Diagrama em blocos do módulo completo para controle em malha aberta.

#### B.1.1 - Malha de controle corrente-tensão

Nesta malha de controle os blocos da figura (B.1) são:  $G_R(s)$  um controlador de corrente  $G_{Ri}(s)$ ,  $G_Z(s)$  uma fonte de tensão e  $G_S(s)$  uma função de transferência relacionando ( $=\Phi/v$ ).

A partir da expressão (3.27) (equação completa), no referencial genérico:

$$v_s^g = (r_s + r_r (l_m/l_r)^2) i_s^g + \sigma \cdot p i_s^g + j(\omega_r - 1/\tau_r)(l_m/l_r) \Phi_r^g + j\omega_g \cdot \sigma \cdot l_s \cdot i_s^g \quad (B.1)$$

Definindo:

$$A = (r_B + r_r(l_m/l_r)^2) \quad A = 8,818 \quad (\text{B.2-a})$$

$$\sigma = 1 - (l_m^2/l_B/l_r) \quad \sigma = 0,11562 \quad (\text{B.2-b})$$

$$B = \sigma.l_B \quad B = 0,045 \quad (\text{B.2-c})$$

Os termos a compensar da equação (B.1) são definidos da forma:

$$e_S^G = j\omega_G \cdot \sigma \cdot l_B \cdot i_S^G \quad (\text{B.3-a})$$

$$u_r^G = j(\omega_r - 1/\tau_r)(l_m/l_r)\Phi_r \quad (\text{B.3-b})$$

$$v_S^G = v_S^G - e_S^G \quad (\text{B.3-c})$$

$$v_S^G = A \cdot i_S^G + B \cdot p i_S^G \quad (\text{B.3-d})$$

Aplicando a transformada de Laplace na expressão (B.3-d):

$$V_S^G(s) = A \cdot I_S(s) + b \cdot s I_S(s) \quad (\text{B.4-a})$$

$$\frac{I_S(s)}{V_S^G(s)} = \frac{1}{(A + sB)} \quad (\text{B.4-b})$$

A função de transferência em malha aberta do sistema  $G_S(s)$  é:

$$G_S(s) = \frac{1/A}{(1 + s(B/A))} \quad (\text{B.5})$$

A função de transferência, em malha aberta, do controlador PI contínuo é dada, segundo Bühler(1979), por :

$$G_R(s) = \frac{1 + sT_n}{sT_i} \quad (\text{B.6})$$

O critério de estabilidade escolhido, compensação do pólo dominante e malha fechada com pólos reais idênticos. O pólo do controlador anula o zero do sistema, logo:

$$1 + sT_n = 1 + s(B/A) \quad (\text{B.7-a})$$

$$T_n = B/A \quad T_n = 0,005 \quad (\text{B.7-b})$$

A função de transferência da fonte é dada aproximadamente por:

$$G_Z(s) = \frac{K_d}{(1 + sT_p)} \quad (\text{B.8})$$

Onde  $K_d$  é o ganho da fonte, considerado aqui unitário.

A função de transferência do módulo completo, em malha aberta, é dada por:

$$G_{RZS}(s) = \frac{1/A}{(1 + sB/A)} \cdot \frac{(1 + sT_n)}{sT_1} \cdot \frac{1}{(1 + sT_p)} \quad (\text{B.9-a})$$

$$G_{RZS}(s) = \frac{1/A}{sT_1(1 + sT_p)} \quad (\text{B.9-b})$$

A frequência de canto  $\omega_1$  é definida de forma:

$$\omega_1 = 1/AT_1 \quad (\text{B.10-a})$$

$$T_1 = T_i \quad (\text{B.10-b})$$

Para obtenção de pólos reais em malha fechada, a frequência de corte é feita quatro vezes menor que a frequência de canto  $\omega_1$ , logo:

$$\omega_1 = \omega_p/4 \quad (\text{B.11-a})$$

$$\omega_p = 1/T_p \quad (\text{B.11-b})$$

Sendo que  $T_p$  é a menor constante de tempo do sistema, é igual a metade do período de amostragem  $T_e$ . O período de amostragem foi calculado de acordo com as considerações apresentadas no capítulo 4:

$$T_e = 200 \mu s \quad (\text{B.12-a})$$

$$T_p = T_e/2 \quad (\text{B.12-b})$$

Agrupando as equações (B.10-a/b) e (B.11-a/b) obtém-se:

$$T_1 = 4 \cdot T_p/A \quad T_1 = 4,536 \cdot 10^{-5} \quad (\text{B.13})$$

A obtenção dos ganhos discretos ( $k_p$  e  $k_i$ ) é feita discretizando a função de transferência dos controladores e igualando com a função de transferência contínua.

$$K_i = T_e/T_1 \quad K_i = 2,89 \quad (\text{B.14-a})$$

$$K_p = (T_n - T_e/2)/T_1 \quad K_p = 110. \quad (\text{B.14-b})$$



### B.1.2 - Malha de controle fluxo-corrente

Para o controle fluxo-corrente,  $G_R(s)$  será um controlador de fluxo  $G_{R\Phi}(s)$ ,  $G_Z(s)$  será uma fonte de corrente e  $G_S(s)$  será uma função de transferência relacionando ( $=\Phi/i$ ).

A partir da expressão (3.24) no referencial genérico:

$$0 = (1/\tau_R)\Phi_R^g - (l_m/\tau_R)i_S^g + p\Phi_R^g + j(\omega_g - \omega_R)\Phi_R^g \quad (B.15)$$

Colocando esta expressão em função da corrente  $i_S^g = f(\Phi_R^g)$ :

$$i_S^g = (1/l_m)\Phi_R^g + (\tau_R/l_m)p\Phi_R^g + j(\omega_g - \omega_R)\Phi_R^g \quad (B.16)$$

Definindo:

$$e_S^g = j(\omega_g - \omega_R) \cdot \Phi_R^g \quad (B.17-a)$$

$$i_S^{\prime g} = i_S^g - e_S^g \quad (B.17-b)$$

$$i_S^{\prime g} = (1/l_m)\Phi_R^g + (\tau_R/l_m)p\Phi_R^g \quad (B.17-c)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (B.17-c):

$$I_S^{\prime g}(s) = (1/l_m)\Phi_R^g(s) + (\tau_R/l_m) \cdot s\Phi_R(s) \quad (B.18-a)$$

$$\frac{\Phi_R^g(s)}{I_S^{\prime g}(s)} = \frac{1}{(1/l_m) + (\tau_R/l_m)s} \quad (B.18-b)$$

A função de transferência em malha aberta do sistema é:

$$G_S(s) = \frac{l_m}{(1 + s\tau_R)} \quad (B.19)$$

Em (B.6) tem-se a função de transferência em malha aberta do controlador. O pólo do controlador anula o zero do sistema, portanto:

$$T_n = \tau_R \quad T_n = 0,1128 \quad (B.20)$$

A expressão (B.8) representa a função de transferência, em malha aberta, da fonte. O módulo completo composto por sistema, controlador e fonte em malha aberta é apresentado a seguir:

$$G_{RZS}(s) = \frac{l_m}{sT_i(1 + sT_p)} \quad (B.21)$$

A frequência de canto  $\omega_1$  é definida na forma:

$$W_1 = l_m/T_1 \quad (B.22-a)$$

$$T_1 = T_i \quad (B.22-b)$$

$$W_1 = W_p/4 \quad (B.22-c)$$

$$W_1 = 1/4T_p \quad (B.22-d)$$

Agrupando as expressões (B.22-a/d) obtém-se:

$$T_1 = 4 \cdot T_p \cdot l_m \quad T_1 = 14,520 \cdot e^{-5} \quad (B.23)$$

Discretizando o controlador tem-se:

$$K_i = T_e/T_1 \quad K_i = 1,37 \quad (B.24-a)$$

$$K_p = (T_n - T_e/2)/T_1 \quad K_p = 776 \quad (B.24-b)$$

### B.1.3 - Malha de controle de fluxo-tensão

Nas malhas de controle fluxo-tensão,  $G_R(s)$  representa um controlador de fluxo  $G_{R\Phi}(s)$ ,  $G_Z(s)$  representa uma fonte de tensão e  $G_S(s)$  será uma função de transferência relacionando ( $=\Phi/v$ ).

A expressão (3.15) apresenta a equação de controle relacionando fluxo e tensão em referencial genérico:

$$v_s^E = (1/\sigma/\tau_S) \cdot \Phi_s^E - (l_m/\sigma/\tau_S/l_r) \cdot \Phi_r^E + p\Phi_s^E + jw_g \cdot \Phi_s^E \quad (B.25-a)$$

$$u_r^E = (l_m/\sigma/\tau_S/l_r) \cdot \Phi_r^E \quad (B.25-b)$$

$$e_s^E = jw_g \cdot \Phi_s^E \quad (B.25-c)$$

$$v_s^E = v_s^E - u_r^E + e_s^E \quad (B.25-d)$$

$$v_s^E = (1/\sigma/\tau_S) \cdot \Phi_s^E + p\Phi_s^E \quad (B.25-e)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (B.25-e):

$$v_s^E(s) = (1/\sigma/\tau_S) \cdot \Phi_s^E(s) + s\Phi_s^E(s) \quad (B.26-a)$$

$$\frac{\Phi_s^E(s)}{V_s^E(s)} = \frac{1}{((1/\sigma \cdot \tau_S) + 1)} \quad (B.26-b)$$

A função de transferência do sistema em malha aberta é :

$$G_S(s) = \frac{\sigma \cdot \tau_S}{(1 + s \cdot \sigma \cdot \tau_S)} \quad (B.27)$$

A função de transferência do controlador é dada por (B.6), o

zero do controlador anula o pólo do sistema, portanto:

$$\tau_B = l_B/r_B = 0,0666 \quad (\text{B.28-a})$$

$$1 + sT_n = 1 + s\sigma \cdot \tau_B \quad (\text{B.28-b})$$

$$T_n = \sigma \cdot \tau_B \quad T_n = 0,0077 \quad (\text{B.28-c})$$

Repetindo o procedimento efetuado anteriormente, obtém-se a função de transferência do módulo completo em malha aberta:

$$\text{GRZS}(s) = \frac{\sigma \cdot \tau_B}{sT_i(1 + sT_p)} \quad (\text{B.29})$$

A frequência de canto  $W_1$  é definida na forma:

$$W_1 = \frac{\sigma \cdot \tau_B}{T_1} \quad (\text{B.30-a})$$

$$T_1 = T_i \quad (\text{B.30-b})$$

$$W_1 = W_p/4 \quad (\text{B.30-c})$$

$$W_1 = 1/4T_p \quad (\text{B.30-d})$$

Agrupando as expressões (B.30-a/d) obtém-se a constante de tempo  $T_1$ :

$$T_1 = 4 \cdot T_p \cdot \sigma \cdot \tau_B \quad T_1 = 3,08 \cdot 10^{-6} \quad (\text{B.31})$$

Discretizando, os ganhos do controlador resultam:

$$K_i = T_e/T_1 \quad K_i = 64,93 \quad (\text{B.32-a})$$

$$K_p = (T_n - T_e/2)/T_1 \quad K_p = 2,468 \quad (\text{B.32-b})$$



## APÊNDICE C

### C.1 - DISCRETIZAÇÃO DE SISTEMAS

Sistemas descritos por uma função de transferência no domínio  $s$  de ordem  $n$  têm equivalência numa única equação diferencial de ordem  $n$  ou, por um conjunto de  $n$  equações diferenciais de 1ª ordem (Jaquot, 1981).

Aplicando-se a transformada de Laplace ( $L$ ) em (2.27-a):

$$sX(s) - x(0) = A(w_r).X(s) + B.U(s) \quad (C.1)$$

Onde  $x(0)$  é o valor inicial do vetor de estados em  $t = 0s$ . Omitindo-se o parâmetro  $w_r$  na matriz  $A$  por simplificação, rearranjando-se obtém-se:

$$X(s) = [s.I_4 - A]^{-1}.x(0) + [s.I_4 - A]^{-1}.B.U(s) \quad (C.2)$$

Onde  $I_4$  é a matriz identidade de ordem  $n = 4$ , e o segundo termo do lado direito da expressão é o produto de duas matrizes no domínio  $s$ , isto implica convolução de funções no domínio tempo. Ao aplicar-se a transformada inversa de Laplace ( $L^{-1}$ ) têm-se no lado esquerdo da expressão uma função no domínio tempo e o primeiro termo do lado direito uma matriz definida "matriz transição de estado".

$$x(t) = F(t).x(0) + \int_0^t F(t-\tau).B.u(\tau).d\tau \quad (C.3)$$

Onde a matriz de transição de estado é:

$$F(t) = L^{-1} \{ [s.I_4 - A]^{-1} \} \quad (C.4)$$

A expressão (2.31) considera a solução para um instante de tempo determinado ( $t \neq 0$ ). Pode-se reescrever esta expressão considerando o tempo de partida como genérico ( $t_0$ ).

$$x(t) = F(t-t_0).x(t_0) + \int_{t_0}^t F(t-\tau).B.u(\tau).d\tau \quad (C.5)$$

Obtém-se o sistema mostrado na figura (2.3), multivariável, considerando-se um dispositivo segurador de ordem zero (ZOH), que realiza a amostragem do vetor de entrada  $u(t)$  simultaneamente e retém a informação durante um período de amostragem  $T_e$ .

Define-se as matrizes :

$$F = F(T_e) \quad (C.6)$$

$$H = \int_0^T [ F(\tau).d\tau ].B \quad (C.7)$$

Obtendo-se as equações de estado do sistema discreto :

$$x(k+1) = F.x(k) + H.u(k) \quad (C.8)$$

$$z(k) = C.x(k) \quad (C.9)$$

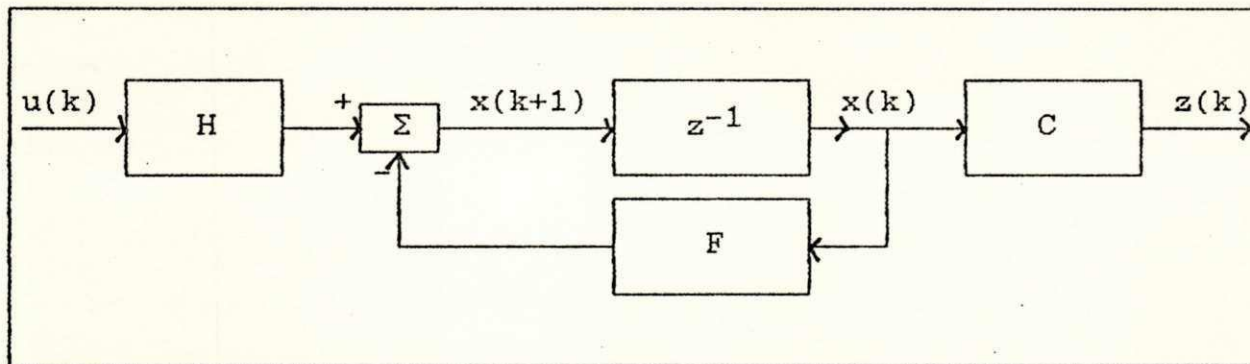


Figura 2.3: Sistema discreto com elemento segurador (ZOH).

A obtenção da matriz de transição de estado  $F(t)$  utilizando a transformada inversa de Laplace é restritiva. Fica limitada a sistemas de ordem reduzida. A característica principal deste método é que demonstra-se claramente a influência dos elementos da matriz  $A$  (coeficientes do sistema contínuo) sobre os elementos

da matriz F (coeficientes do sistema discreto), pois obtém-se uma expressão analítica para a matriz F. Entretanto, a resolução analítica a ser empregada pode ser bastante trabalhosa apresentando dificuldades para obter-se a expressão resultante final (Silva, 1991a).

### C.1.1 - Método das séries de matrizes exponenciais

Este método se aplica muito bem para o tratamento numérico por computador, utiliza-se o cálculo da exponencial da matriz dinâmica [A]. Pode-se verificar por diferenciação de que a solução de:

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) \quad (C.10)$$

pode ser escrita como:

$$x(t) = \exp(A \cdot t) \cdot x(0) \quad (C.11)$$

onde a matriz exponencial pode ser expandida numa série de potências dada por:

$$\exp(A \cdot t) = I_n + A \cdot t + (A \cdot t)^2/2! + (A \cdot t)^3/3! + \dots = \sum_{i=0}^{+\infty} (A \cdot t)^i/i! \quad (C.12)$$

Onde  $I_n$  representa a matriz identidade de ordem n.

Comparando as expressões (2.40) com a equação (2.31), considerando a entrada  $u(t)$  nula, obtém-se a matriz transição de estados pela expressão:

$$F(t) = \exp(A \cdot t) \quad (C.13)$$

Para o caso particular  $t = T_e$  obtém-se:

$$F = F(T_e) = \sum_{i=0}^{+\infty} (A \cdot T_e)^i/i! \quad (C.14)$$

Substituindo as séries (2.40) na expressão (2.35), obtém-se:

$$B(t) = \int_0^t F(\tau) \cdot d\tau = \sum A^i \cdot t^{i+1}/(i+1)! \quad (C.15)$$

Para o caso particular  $t = T_e$ :



$$B(T_e) = T_e \sum_{i=0}^{+\infty} (A \cdot T_e)^i / (i+1)!$$

(C.16)

## APÊNDICE D

### D.1 - PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

```
/* UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAIBA - UFPB */
/* CENTRO DE CIENCIAS E TECNOLOGIA - CAMPUS II */
/* DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRICA */
/* LABORATORIO ELETRONICA INDUSTRIAL E ACIONAMENTO DE MAQUINAS
/* - LEIAM*/
/* */
/* FABIANO SALVADORI
/* */
/* Programa de simulacao de maquinas de inducao, aplicacao das
estrategias de controle em quadratura e por escorregamento.
Aplicacao de fonte de tensao. */
/* */
/* Programa I N V T D. C */
/* Arquivo saida I N V T D . D E S */
/* */
/* */
#include <stdio.h> /*include standar c header*/
#include <process.h>
#include <ctype.h>
#include <math.h>
#define NCLE 0
#define NCOU 8
#define NPT 1500
#define NDEL 0
#define NPAR 5
#define NTOT NCOU*NPT
/* */
float pi = 3.14159;
float pid = 6.28318;
float hor = 0.000000, te = 0.000000;
float tmax= 0.000000, tmin=0.000000;
float gt[3],xs[10],x[8],ks[10][2],isi[3],is[3],dei[4], vf[3];
float vsa=1.,vsb=-0.5,vsc=-0.5,angf,iex=1.13,vfi=0.;
float isa= 0.,isb=0.,isd=0.,isq=0.;
float isdi=0.0, isqi=0.0, isai=0.0, isbi=0.0,fsai=0.0,fsbi=0.0;
float frdi=0.0, frqi=0.0, fsdi=0.0, fsqi=0.0;
float fsa,ce,wr,isab,isbb,ceb,rrv=0;
/* Dados de placa da maquina */
/* Maquina 1 */
float rr=3.421, rs=5.793, p= 2.0, ls=0.386, lr=0.386, lm=0.363;
float jj=0.0267, ff=0.0297, cm=0.0, ceref=0.0;
```

```

/* */
/* Maquina 2 */
/*float rr=1.410, rs=0.390, p= 2.0, ls=0.094, lr=0.094, lm=0.091;
float jj=0.0400, ff=0.0100, cm=0.0, ceref=0.0;*/
/* */
float fsdf=0.0, fsqf=0.0, frdf=0.0, frqf=0.0;
float fsaf=0.0, fsbf=0.0, fraf=0.0, frbf=0.0;
float isaf=0.0, isbf=0.0, isdf=0.0, isqf=0.0;
float tetf=0.0, wrf=0., cef= 0.;
float vs1f=0.0, vs2f=0.0, vs3f=0.0;
float cmf=0., wd=314.159, psi=0.;
/* */
double fldb1,fldb2;
float fls=0.8,flr=0.8,ikd,ikq,flsb,flrb,qrs;
float feb, fra,frb,frd,frq,fsd,fsq,flrr=0.8,flsr=0.88,rlmd;
float fsdb, fsqb, vsd, vsq,war,wa, wbr,wbi,angbi=0.0,angai=0.0;
float tm1=10.00, tmla=15., tmlb=0.00, tm2=0., tm3=0.;
float rq2=1.414214, rq3=1.732051, rq23=0.816496;
/* Dados dos reguladores*/
float kptot=0.,xerf=0.0,xerw=0.0,erf=0.0,erw=0.0;
float fkp=0.,fki=0.,fkp2=0.,fki2=0.;
float ekid=0., ekiq=0.;
float anga=0.,ctt,stt;
float hinv=0.0;
float dkr=0.0, dka=0.0;
/* */
float cgbr=0.0,sgbr=0.0,frdr=0.0,frqr=0.0,cgbi=0.0;
float sigma=0.0, ist1=0.0;
float vsd=0.,vsq=0.,cel=0.,cd=0.0;
float vsar=0.0, vsbr=0.0;
float aux[3], gtf[3],xf[7],xd[5][7],dv[5][7],xa[5][7];
float esd1=0.0,esq1=0.0,esq2=0.0,esq3=0.0,ts=0.0,tr=0.0;
float Is, Vs1,Vs2,Vs3,Vs;
int kmod= 1, klim=0, fonte=0, fcorr=0, regul=0;
    FILE *stream;
    int label[NPAR];
    float abscisse[NPT];
    float coordinate[NCOU][NPT];
    int ia;
    long offset;
    int numread;
    int numwritten;
    float t = 0.0, tm10 = 0.00, hm10 = 0.0, np2 = 0.0;
    int j,id,ip,np,i2,g,g2;

main()
{
    /* */
    id=-1; ip=0; np=0;
    offset=4*NPT;
        label[0]=NCLE;
        label[1]=NCOU;
        label[2]=NPT;
        label[3]=NDEL;
        label[4]=NDEL;

```



```

/* */
printf("\n Entre tipo de controle:");
printf("\n 0 - Controle Flx Rotorico (Campo Orientado-a):");
printf("\n 1 - Controle Flx Estatorico (Campo Orientado):");
printf("\n 2 - Controle Flx Rotorico (escorreg/estator):");
printf("\n 3 - Controle Flx Estatorico (escorreg/estat):");
printf("\n 4 - Controle Flx Estatorico (escorreg/campo):");
printf("\n 5 - Controle Flx Rotorico (escorreg./campo) :");
printf("\n 6 - Controle Flx Rotorico (escorreg./rotor) :");
printf("\n Opcao escolhida ---> ");
scanf("%d",&kmod);
printf("%d\n",kmod);
/* */
printf("\n Entre periodo amostragem (te): ");scanf("%f",&te);
printf("\n Entre tempo maximo simulacao (tmax): ");
scanf("%f",&tmax);
printf("\n Entre passo de integracao (hor) :");
scanf("%f",&hor);
/*****
if(kmod ==0)
{
printf("\n Controladores de fluxo ");
printf("\n Escolha tipo do controlador ");
printf("\n 0 - Proporcional/integral : ");
printf("\n 1 - Proporcional : ");
printf("\n Sua opcao ---> ");scanf("%d",&regul);
if(regul == 0)
{
printf("\n Ganho proporcional (fkp) :");scanf("%f",&fkp);
printf("\n Ganho integral (fki) :");scanf("%f",&fki);
}
else
{
printf("\n Ganho Proporcional (fkp) :");scanf("%f",&fkp);
}
printf("\n Controladores de corrente");
printf("\n 0 - Fonte estacionaria :");
printf("\n 1 - Fonte sincrona :");
printf("\n Sua opcao ---> ");scanf("%d",&fcorr);
printf("\n Entre com ganhos dos controladores de corrente");
printf("\n Ganho proporcional (dkr): ");scanf("%f",&dkr);
printf("\n Ganho integral (dka): ");scanf("%f",&dka);
}
*****/
if(kmod == 1)
{
printf("\n Entre com ganhos dos controladores de fluxo ");
printf("\n Escolha tipo do controlador ");
printf("\n 0 - Regulador P (eixo d) e PI (eixo q): ");
printf("\n 1 - Regulador PI (eixos dq): ");
printf("\n Sua opcao ---> ");scanf("%d",&regul);
if(regul == 0)
{
printf("\n Ganho proporcional (fkp) regul eixo d: ");
scanf("%f",&fkp);
}
}

```

```

printf("\n Ganho regulador PI eixo q: ");
printf("\n Proporcional (fkp2):");scanf("%f",&fkp2);
printf("\n Integral (fki2):");scanf("%f",&fki2);
}
else
{
printf("\n Ganho regulador PI eixos dq: ");
printf("\n Proporcional (fkp):");scanf("%f",&fkp);
printf("\n Integral (fki):");scanf("%f",&fki);
}
}
/*****/
if(kmod == 3)
{
printf("\n Entre com os ganhos dos controladores de fluxo ");
printf("\n Escolha o tipo do controlador ");
printf("\n 0 - Regulador P (eixos dq): ");
printf("\n 1 - Regulador PI (eixos dq): ");
printf("\n Sua opcao ---> ");scanf("%d",&regul);
if(regul == 0)
{
printf("\n Ganho proporcional (fkp):");scanf("%f",&fkp);
}
else
{
printf("\n Ganho proporcional (fkp):");scanf("%f",&fkp);
printf("\n Ganho integral (fki) :");scanf("%f",&fki);
}
}
/*****/
if(kmod == 4)
{
printf("\n Entre com ganhos dos controladores de fluxo ");
printf("\n Escolha o tipo do controlador ");
printf("\n 0 - Regulador P (eixos dq): ");
printf("\n 1 - Regulador PI (eixos dq): ");
printf("\n Sua opcao ---> ");scanf("%d",&regul);
if(regul == 0)
{
printf("\n Ganho proporcional (fkp):");scanf("%f",&fkp);
}
else
{
printf("\n Ganho proporcional (fkp):");scanf("%f",&fkp);
printf("\n Ganho integral (fki) :");scanf("%f",&fki);
}
}
/*****/
if(kmod == 5)
{
printf("\n Controladores de fluxo ");
printf("\n Escolha tipo do controlador ");
printf("\n 0 - Proporcional : ");
printf("\n 1 - Proporcional/integral : ");
printf("\n Sua opcao ---> ");scanf("%d",&regul);

```

```

if(regul == 0)
{
printf("\n Ganho proporcional (fkp) :");scanf("%f",&fkp);
}
else
{
printf("\n Ganho Proporcional (fkp) :");scanf("%f",&fkp);
printf("\n Ganho integral (fki)      :");scanf("%f",&fki);
}
printf("\n Controladores de corrente");
printf("\n 0 - Fonte estacionaria :");
printf("\n 1 - Fonte sincrona      :");
printf("\n Sua opcao ---> ");scanf("%d",&fcorr);
printf("\n Entre com ganhos dos controladores de corrente");
printf("\n Ganho proporcional (dkr): ");scanf("%f",&dkr);
printf("\n Ganho integral (dka): ");scanf("%f",&dka);
}
/*****
if(kmod == 6)
{
printf("\n Controladores de fluxo ");
printf("\n Escolha tipo do controlador ");
printf("\n 0 - Proporcional          : ");
printf("\n 1 - Proporcional/integral : ");
printf("\n Sua opcao ---> ");scanf("%d",&regul);
if(regul == 0)
{
printf("\n Ganho proporcional (fkp) :");scanf("%f",&fkp);
}
else
{
printf("\n Ganho Proporcional (fkp) :");scanf("%f",&fkp);
printf("\n Ganho integral (fki)      :");scanf("%f",&fki);
}
printf("\n Controladores de corrente");
printf("\n 0 - Fonte estacionaria :");
printf("\n 1 - Fonte sincrona      :");
printf("\n Sua opcao ---> ");scanf("%d",&fcorr);
printf("\n Entre com ganhos dos controladores de corrente");
printf("\n Ganho proporcional (dkr): ");scanf("%f",&dkr);
printf("\n Ganho integral (dka): ");scanf("%f",&dka);
}
*****/
/* */
sigma=1.- (lm*lm/ls/lr);
tr = lr/rr;
ts = ls/rs;
hinv = tr/lm/ts;
cd=1./ls/lr/sigma;
esd1 = (lm/sigma/ts/lr);
esq1 = lm/lr;
esq2 = lm/tr/lr;
esq3 = sigma*ls;
/* */
/* Inicializacao de parametros*/

```



```

/* */
/* FILE *fp_out; */
/* Calculo do passo de escritura hm10 */
    hm10 = (tmax -tm10)/NPT;
    if(hm10 < hor) hm10=hor;
/* */
/* */
/*          INICIO DE PROCESSAMENTO          */
/* */
/* */
/* */
while(t < tmax)
    {
        if(t >= tm2)
            {
                bloco2();
            }

        if(t >= tm1b)
            {
                bloco1b();
            }

        if((t >= tm10) && (id < (NPT-1)))
            {
                id = id + 1;
                tm10 = tm10 + hm10;
                ip = ip + 1;
                if(ip >= 50)
                    {
                        ip = 0;
                        printf("%f\n",t);
                    }
                abscisse[id] = tm10 - hm10;
                coordinate[0][id] = (float)(sqrt(isa*isa+isb*isb));
                coordinate[1][id] = (float)(sqrt(fsa*fsa+fsb*fsb));
                coordinate[2][id] = (float)(sqrt(fra*fra+frb*frb));
                coordinate[3][id] = ce;
                coordinate[4][id] = ceref;
                coordinate[5][id] = wr;
                coordinate[6][id] = vsar;
                coordinate[7][id] = vsa;
            }

        t = t + hor;

    }
    printf("%d\n",id);
    printf("%s %f\n", "war = ", war);

/*File opened in binary (b) mode */
if((stream=fopen("invtd.des","w+b")) != NULL)
    {
        /*Writting labels*/
        numwritten=fwrite((int*)label,sizeof(int),NPAR,stream);
    }

```

```

fseek(stream,offset,SEEK_SET);
printf("Wrote %d items\n",numwritten);
/*Writting independent variable*/
numwritten=fwrite((float*)abscisse,sizeof(float),NPT,stream);
printf("Wrote %d items\n",numwritten);
/*Writting dependent variables*/
numwritten=fwrite((float*)coordinate,sizeof(float),NTOT,stream);
printf("Wrote %d items\n",numwritten);
}
else
printf("Problem opening the file");
fclose(stream);
/*Attempt to read in NPT long integers*/
if((stream=fopen("invtd.des","r+b")) != NULL)
{
numread=fread((int*)label,sizeof(int),NPT,stream);
printf("Number of items read = %d\n",numread);
fclose(stream);
}
else
printf("Was not able to open the file");
}

```

```

bloclb()
{

```

```

    /* modulo controle de conjugado e fluxo estatorico */
    /* utilizando fonte PWM para conj. e fluxo */

```

```

float hmlb;
static float tck=0., tk=0, tk1=0, to=0.;
static float ec=900.;
static float cont=0. ;
static float vonf, vtf=0.;
static int se, kst2, kor=0.;
static float ist=0.;
int i;
static float vsd, vsq ;
static float cga,sga,cgb,sgb,angb=0.;

```

```

/* */

```

```

    hmlb = hor;
    tmlb=tmlb+hmlb;

```

```

/* */

```

```

    vsa = vs1f; vvb = vs2f; vsc = vs3f;
    gt[0] = gtf[0]; gt[1] = gtf[1]; gt[2] = gtf[2];

```

```

/* */

```

```

    if(tmlb > 0.03) ceref = 7.52;
    if(tmlb > 0.15) ceref =-7.52;
    ist = ceref*lr/lm/flrr/2.;
    war = ceref*ls*ls*rr/p/flsr/flsr/lm/lm;
    wbr = lm*rr*ist/flrr/lr;

```

```

/* */

```

```

    cont = cont + hmlb;
    if(cont >= te)
    {

```

```

/* */
/* amostragem: medicao e calculo dos reguladores e PWM */
/* */
/* calculo modulos e fases dos fluxos rotoricos e estatoricos */
    fldb1 = (double)(x[0]*x[0]); fldb2 = (double)(x[1]*x[1]);
    fldb1 = sqrt(fldb1 + fldb2); fls = (float)(fldb1);
    fldb1 = (double)(x[2]*x[2]); fldb2 = (double)(x[3]*x[3]);
    fldb1 = sqrt(fldb1 + fldb2); flr = (float)(fldb1);
    cga=fsa/fls; sga=fsb/fls; cgb=fra/flr; sgb=frb/flr;
/* */
    switch(kmod)
    {
/*****
/*
/* CONTROLE DE FLUXO ROTORICO (campo orientado kmod=0)
/*
/*
/*****
    case 0:
/* regulacao de fluxo rotorico */
        if(regul == 0)
        {
/* */
/* Estrategia de controle utilizando PI */
/* */
            dei[3] = flrr - flr;
            vsd = erf + (fkp+fki)*dei[3];
            erf = erf + fki*dei[3];
            if(erf >= 25.*lm*rr) erf = 25.;
            isdi = vsd/(lm*rr);
            isqi = ist;
        }
        if(regul == 1)
        {
/* */
/* Regulador P */
/* */
            isdi = fkp*dei[3];
            isdi = isdi/lm/rr;
            isqi = ist;
        }
/* */
/* Limitacao da saida do regulador */
/* */
            if(isdi >= 25.) isdi = 25.;
            if(isdi <= -25.) isdi = -25.;
            if(isqi >= 25.) isqi = 25.;
            if(isqi <= -25.) isqi = -25.;
/* */
/* mudanca de coordenadas */
            isai = isdi*cgb - isqi*sgb;
            isbi = isqi*cgb + isdi*sgb;
/* */
/* regulacao de corrente */
            dei[0] = isai - isa;
            dei[1] = isbi - isb;

```



```

/* */
        if(fcorr == 0)
        {
/* */
/* Fonte de corrente estacionaria */
/* */
        vsd = ekid + (dkr + dka)*dei[0] - (wr+wbr)*lm*fldr*sgb/lr;
        vsq = ekiq + (dkr + dka)*dei[1] + (wr+wbr)*lm*fldr*cgb/lr;
        ekid = ekid + dka*dei[0];
        ekiq = ekiq + dka*dei[1];
        vsar = vsd; vsbr = vsq;
        }
        else
        {
/* */
/* Fonte de corrente sincrona */
/* */
        isd = isa*cgb + isb*sgb;
        isq = -isa*sgb + isb*cgb;
        dei[0] = isdi - isd;
        dei[1] = isqi - isq;
        vsd = ekid + (dkr + dka)*dei[0];
        ekid = ekid + dka*dei[0];
        vsd = vsd - (wbr+wr)*sigma*ls*isq - lm*fldr*rr/lr/lr;
        vsq = ekiq + (dkr + dka)*dei[1];
        ekiq = ekiq + dka*dei[1];
        vsq = vsq + (wbr+wr)*sigma*ls*isd + wr*lm*fldr/lr;
        vsar = vsd*cgb - vsq*sgb;
        vsbr = vsq*cgb + vsd*sgb;
        }
/* */
        break;
/*****
/*
/* CONTROLE DE FLUXO ESTATORICO (campo orientado kmod=1)
/*
/*
/*****
        case 1:
                if(regul == 0)
                {
/* */
/* Estrategia utilizando um regulador P (eixo d) e um
regulador PI (eixo q) */
/* */
/* transformacao correntes estator/campo */
        isd = isa*cga + isb*sqa;
        isq = -isa*sqa + isb*cga;
/* transformacao fluxos estator/campo */
        frd = fra*cga + frb*sqa;
        frq = -fra*sqa + frb*cga;
/* calculo dos erros - fluxo e conjugado */
        dei[0] = flsr-fls;
        dei[1] = ceref - ce;
/* Calculo das tensoes de referencia */
/* eixo d - controle de fluxo */

```

```

        vsd = fkp*dei[0];
        vsd = vsd + rs*isd; /* termo de compensacao */
/* eixo q - controle de conjugado */
/*
        vsq = ekiq + (fkp2+fki2)*dei[1];
        ekiq = ekiq + fki*dei[1];
        vsq = vsq + wr*fls;*/
        vsq = ekiq + (fkp2+fki2)*dei[1];
        ekiq = ekiq + fki2*dei[1];
        if(ekiq >= 180.) ekiq = 180.;
        if(ekiq <=-180.) ekiq = -180.;
        vsq = vsq + wr*esq1*frd - esq2*frq + wr*esq3*isd;
/* */
/* */
/* Transformacao tensoes de referencia eixo d,q campo/estator */
/* */
        vsar = vsd*cga - vsq*sqa;
        vsbr = vsq*cga + vsd*sqa;
        }
        if(regul == 1)
        {
/* */
/* Estrategia estrategia utilizando dois controladores PI */
/* */
        isd = isa*cga + isb*sqa;
        frd = fra*cga + frb*sqa;
        isq = -isa*sqa + isb*cga;
        dei[0] = flsr-fls;
        vsd = ekid + (fkp+fki)*dei[0];
        vsd = vsd - 122.067*frd;
        dei[1] = ist1 - isq;
        vsq = ekiq + (fkp+fki)*dei[1];
        vsq = vsq - 122.067*frq;
        ekid = ekid + fki*dei[0];
        ekiq = ekiq + fki*dei[1];
/* */
/* Transformacao tensoes de referencia eixo d,q campo/estator */
/* */
        vsar = vsd*cga - vsq*sqa;
        vsbr = vsq*cga + vsd*sqa;
        }
/* */
/* Limitador tensao */
/* */
/*
        if(vsar >= 311.) vsar = 311.;
        if(vsar <= -311.) vsar = -311.;
        if(vsbr >= 311.) vsbr = 311.;
        if(vsbr <= -311.) vsbr = -311;*/
        break;
/*****
/*
/* CONTROLE DE FLUXO ROTORICO (escorregamento estator kmod=2) */
/*
/*****
        case 2:
/* */

```

```

wbi = wbr + wr;
angbi = angbi + wbi*te;
if(angbi >= pid) angbi = angbi-pid;
/* */
frdi = flrr*cos(angbi);
frqi = flrr*sin(angbi);
/* */
frd = fra;
frq = frb;
/* */
if(regul == 0)
{
wbi = wbr+wr;
angbi = angbi + wbi*te;
if(angbi >= pid) angbi= angbi-pid;
fsdi = flrr*cos(angbi);
fsqi = flrr*sin(angbi);
vsd = -(wbi)*fsqi;
vsq = (wbi)*fsdi;
vsar = vsd;
vsbr = vsq;
}
/* */
if(regul == 1)
{
dei[2] = frdi - frd;
dei[3] = frqi - frq;
/* */
isdi = erf + (fkp+fki)*dei[2];
erf = erf + fki*dei[2];
if(erf >= 15.) erf= 15.;
if(erf <=-15.) erf=-15.;
isdi = isdi + (wr*frd*tr/lm);
/* */
isqi = erw + (fkp+fki)*dei[3];
erw = erw + fki*dei[3];
if(erw >= 15.) erw= 15.;
if(erw <=-15.) erw=-15.;
isqi = isqi - (wr*frq*tr/lm);
}
if(regul == 2)
{
/* */
/* Regulador predictivo */
/* */
isdi = hinv*frdi - hinv*(1.-te/tr)*frd + hinv*wr*te*frq;
isqi = hinv*frqi - hinv*wr*te*frd - hinv*(1.-te/tr)*frq;
/*
printf("%s %f %s %f\n", "hinv =", hinv, "frdi =", frdi);
printf("%s %f %s %f\n", "te = ", te, "tr =", tr);
printf("%s %f %s %f\n", "frd =", frd, "frq =", frq);*/
}
/* */
if(isdi >= 8.) isdi = 8.;
if(isdi <=-8.) isdi =-8.;
if(isqi >= 8.) isqi = 8.;

```



```

if(isqi <=-8.) isqi =-8.;
/* */
isai = isdi;
isbi = isqi;
/* */
/* Fonte de corrente no estator */
/* */
dei[0] = isai - isa;
dei[1] = isbi - isb;
vsd = ekid + (dkr + dka)*dei[0] - (wr+wbr)*lm*flr*sgb/lr;
vsq = ekiq + (dkr + dka)*dei[1] + (wr+wbr)*lm*flr*cgb/lr;
ekid = ekid + dka*dei[0];
ekiq = ekiq + dka*dei[1];
vsar = vsd; vsbr = vsq;
/* */
if(vsar >= 311.) vsar = 311.;
if(vsar <= -311.) vsar = -311.;
if(vsbr >= 311.) vsbr = 311.;
if(vsbr <= -311.) vsbr = -311.;
break;
/*
    angb = angb + (wr+wbr)*te;
    if(angb >= pid) angb = angb - pid;
    cgb=cos(angb); sgb=sin(angb);
    frd = fra*cgb + frb*sgb;
    frq = frb*cgb - fra*sgb;
    dei[2] = flrr - frd;
    vsd = erf + (fkp+fki)*dei[2];
    erf = erf + fki*dei[2];
    isdi = vsd/(lm*rr);*/
/* */
/*
    isqi =ist;
    derw = erw + (fkp+fki)*(-frq);
    erw = erw + fki*(-frq);
    wbr = lm*rr*isqi/(frd*lr) - derw/frd;*/
/* mudanca de coordenadas */
/*
    isai = isdi*cgb - isqi*sgb;
    isbi = isqi*cgb + isdi*sgb;*/
/*****
/*
/* CONTROLE DE FLUXO ESTATORICO (escorregamento estator kmod=3)*/
/*
/*****
    case 3:
/* Estrategia de controle utilizando reguladores P (eixos dq) */
if(regul == 0)
{
/* geracao do angulo de referencia */
    anga = anga + (wr+war)*te;
    if(anga >= pid) anga = anga - pid;
    cga = cos(anga); sga = sin(anga);
/* geracao referencia em referencial estatorico */
    fsai = flsr*cga;
    fsbi = flsr*sga;
/* erros de fluxo */

```

```

        dei[0] = fsai - fsa;
        dei[1] = fsbi - fsb;
/* reguladores - saida de tensoes de referencia */
/* eixo d - controle de fluxo */
        vsd = fkp*dei[0];
        vsd = vsd + rs*isa;
/* eixo q - controle de conjugado */
        vsq = fkp*dei[1];
        vsq = vsq + rs*isa;
/* */
        vsar = vsd;
        vsbr = vsq;
    }
/* */
    if(regul == 1)
    {
/* Estrategia de controle utilizando reguladores PI (eixos dq) */
/* */
/* geracao do angulo de referencia */
        anga = anga + (wr+war)*te;
        if(anga >= pid) anga = anga - pid;
/* geracao referencia em referencial estatorico */
        fsai = flsr*cos(anga);
        fsbi = flsr*sin(anga);
/* calculo dos erros fluxo e conjugado */
        dei[0] = fsai - fsa;
        dei[1] = fsbi - fsb;
/* reguladores - saida de tensoes de referencia */
/* eixo d - controle de fluxo */
        vsd = ekid + (fkp+fki)*dei[0];
        ekid = ekid + fki*dei[0];
        vsd = vsd - esd1*fra;
/* eixo q - controle de conjugado */
        vsq = ekiq + (fkp+fki)*dei[1];
        ekiq = ekiq + fki*dei[1];
        vsq = vsq - esd1*frb;
/* limitacao saida regulador PI parte integral */
        if(ekid >= 180.) ekid = 180.;
        if(ekid <=-180.) ekid = -180.;
        if(ekiq >= 180.) ekiq = 180.;
        if(ekiq <=-180.) ekiq = -180.;
/* transformacao tensoes de referencia campo/estator */
        vsar = vsd;
        vsbr = vsq;
    }
/* limitacao das tensoes */
        if(vsar >= 311.) vsar = 311.;
        if(vsar <=-311.) vsar = -311.;
        if(vsbr >= 311.) vsbr = 311.;
        if(vsbr <=-311.) vsbr = -311.;
/* */
        break;

```



```

/*****
/*
/* CONTROLE DE FLUXO ESTATORICO (quadratura campo kmod=4)
/*
/*****
    case 4:
        if(regul ==0)
        {
/* */
/* Estrategia de controle utilizando reguladores P (eixos dq) */
/* */
            war = lm*rr*ist/(flrr*lr);
            anga = anga + (wr+war)*te;
            if(anga >= pid) anga = anga - pid;
            cga = cos(anga); sga = sin(anga);
            fsd = fsa*cga + fsb*sga;
            fsq = fsb*cga - fsa*sga;
            dei[0] = flsr - fsd;
            dei[1] = - fsq;
            vsd = fkp*dei[0];
            vsq = fkp*dei[1];
            vsar = vsd*cga - vsq*sga;
            vsbr = vsq*cga + vsd*sga;
        }
        if(regul == 1)
        {
/* */
/* Estrategia de controle utilizando reguladores PI (eixos dq)*/
/* geracao angulo de referencia */
            anga = anga + (wr+war)*te;
            if(anga >= pid) anga = anga - pid;
/* transformacao fluxos reais estator/campo */
            fsd = fsa*cos(anga) + fsb*sin(anga);
            fsq = fsb*cos(anga) - fsa*sin(anga);
            frd = fra*cos(anga) + frb*sin(anga);
            frq = frb*cos(anga) - frb*sin(anga);
/* calculo dos erros de fluxo e conjugado */
            dei[0] = flsr - fsd;
            dei[1] = - fsq;
/* reguladores - saidas das tensoes de referencia */
/* eixo d - controle de fluxo */
            vsd = ekid + (fkp+fki)*dei[0];
            ekid = ekid + fki*dei[0];
            vsd = vsd - esd1*frd - (war+wr)*fsq;
/* eixo q - controle de conjugado */
            vsq = ekiq + (fkp+fki)*dei[1];
            ekiq = ekiq + fki*dei[1];
            vsq = vsq - esd1*frq + (war+wr)*fsd;
/* limitacao saida regulador PI parte integral */
            if(ekid >= 180.) ekid = 180.;
            if(ekid <=-180.) ekid = -180.;
            if(ekiq >= 180.) ekiq = 180.;
            if(ekiq <=-180.) ekiq = -180.;
/* transformacao tensoes de referencia campo/estator */
            vsar = vsd*cos(anga) - vsq*sin(anga);

```



```

        vsbr = vsq*cos(angb) + vsd*sin(angb);
    }
/* limitacao das tensoes */
    if(vsar >= 311.) vsar = 311.;
    if(vsar <=-311.) vsar = -311.;
    if(vsbr >= 311.) vsbr = 311.;
    if(vsbr <=-311.) vsbr = -311.;
/* */
    break;
/*****
/*
/* CONTROLE DE FLUXO ROTORICO (escorregamento no campo kmod=5)*/
/*
/*****
    case 5:
        angb = angb + (wr+wbr)*te;
        if(angb >= pid) angb = angb - pid;
        cgbr = cos(angb); sgbr = sin(angb);
        frd = fra*cgbr + frb*sgbr;
        frq = frb*cgbr - fra*sgbr;
        dei[2] = flrr - frd;
        dei[3] = - frq;
/* */
        if(regul == 0)
        {
            isdi = fkp*dei[2];
            isdi = isdi - (lr/rr/lm)*wbr*frq;
            isqi = fkp*dei[3];
            isqi = isqi + (lr/rr/lm)*wbr*frd;
        }
        if(regul == 1)
        {
/* */
/* Regulador PI - */
/* */
            isdi = erf + (fkp+fki)*dei[2];
            erf = erf + fki*dei[2];
            if(erf >= 55.) erf = 55.;
            if(erf <=-55.) erf = -55.;
            isdi = isdi - (lr/rr*lm)*wbr*flr*sgbr;
            isqi = erw + (fkp+fki)*dei[3];
            erw = erw + fki*dei[3];
            if(erw >= 55.) erw = 55.;
            if(erw <=-55.) erw = -55.;
            isqi = isqi + (lr/rr*lm)*wbr*flr*cgbr;
        }
/* */
/* Limitador de correntes de eixo d,q */
/* */
            if(isdi >= 55.) isdi = 55.;
            if(isdi <=-55.) isdi = -55.;
            if(isqi >= 55.) isqi = 55.;
            if(isqi <=-55.) isqi = -55.;
/* */
/* Mudanca de coordenadas */

```

```

        isai = isdi*cgbr - isqi*sgrbr;
        isbi = isqi*cgbr + isdi*sgrbr;
/* */
        if(fcorr == 0)
        {
/* */
/* Fonte de corrente estatorica */
/* */
        dei[0] = isai - isa;
        dei[1] = isbi - isb;
        vsd = ekid + (dkr + dka)*dei[0] - (wr+wbr)*lm*fllr*sgrbr/lr;
        vsq = ekiq + (dkr + dka)*dei[1] + (wr+wbr)*lm*fllr*cgrbr/lr;
        ekid = ekid + dka*dei[0];
        ekiq = ekiq + dka*dei[1];
        vsar = vsd;
        vsbr = vsq;
        }
/* */
        else
        {
/* */
/* Fonte de corrente sincrona */
/* */
        isd = isa*cgb + isb*sgrbr;
        isq = -isa*sgrbr + isb*cgb;
        dei[0] = isdi - isd;
        dei[1] = isqi - isq;
        vsd = ekid + (dkr + dka)*dei[0];
        ekid = ekid + dka*dei[0];
        vsd = vsd - (wbr+wr)*sigma*ls*isq - lm*fllr*rrr/lr/lr;
        vsq = ekiq + (dkr + dka)*dei[1];
        ekiq = ekiq + dka*dei[1];
        vsq = vsq + (wbr+wr)*sigma*ls*isd + wr*lm*fllr/lr;
        vsar = vsd*cgb - vsq*sgrbr;
        vsbr = vsq*cgb + vsd*sgrbr;
        }
/* */
/* Limitador tensao */
/* */
        if(vsar >= 311.) vsar = 311.;
        if(vsar <= -311.) vsar = -311.;
        if(vsbr >= 311.) vsbr = 311.;
        if(vsbr <= -311.) vsbr = -311.;
/* */
        break;
/*****
/*
/* CONTROLE DE FLUXO ROTORICO (escorregamento no rotor kmod=6) */
/*
/*****
        case 6:
            angb = angb + wbr*te;
            ctt=cos(x[4]); stt=sin(x[4]);
            if(angb >= pid) angb = angb - pid;
            cgrbr = cos(angb); sgrbr = sin(angb);

```

```

        frd = fra*ctt + frb*stt;
        frq = frb*ctt - fra*stt;
        frdi = flrr*cgbr; frqi = flrr*sgbr;
        dei[2] = frdi - frd;
        dei[3] = frqi - frq;
/* */
        if(regul == 0)
        {
/* */
/* Regulador P */
/* */
                isdi = fkp*dei[2];
                isqi = fkp*dei[3];
        }
        if(regul == 1)
        {
/* */
/* regulador PI */
/* */
                isdi = erf + (fkp+fki)*dei[2];
                erf = erf + fki*dei[2];
                if(erf >= 25.) erf= 25.;
                if(erf <=-25.) erf=-25.;
                isqi = erw + (fkp+fki)*dei[3];
                erw = erw + fki*dei[3];
                if(erw >= 25.) erw = 25.;
                if(erw <=-25.) erw =-25.;
        }
/* */
/* Limitador de correntes de eixo d,q */
/* */
                if(isdi >= 15.) isdi = 15.;
                if(isdi <=-15.) isdi =-15.;
                if(isqi >= 15.) isqi = 15.;
                if(isqi <=-15.) isqi =-15.;
/* */
/* mudanca de coordenadas */
                isai = isdi*ctt - isqi*stt;
                isbi = isqi*ctt + isdi*stt;
/* */
                if(fcorr == 0)
                {
/* */
/* Fonte de corrente estatorica */
/* */
                dei[0] = isai - isa;
                dei[1] = isbi - isb;
                vsd = ekid + (dkr + dka)*dei[0] - (wr+wbr)*lm*fldr*sgb/lr;
                vsq = ekiq + (dkr + dka)*dei[1] + (wr+wbr)*lm*fldr*cgb/lr;
                ekid = ekid + dka*dei[0];
                ekiq = ekiq + dka*dei[1];
                vsar = vsd; vsbr = vsq;
                }
                else
                {

```



```

/* */
/* Fonte de corrente sincrona */
/* */
isd = isa*cgb + isb*sgb;
isq = -isa*sgb + isb*cgb;
isdi = isai*cgb + isbi*sgb;
isqi = -isai*sgb + isai*cgb;
dei[0] = isdi - isd;
dei[1] = isqi - isq;
vsd = ekid + (dkr + dka)*dei[0];
ekid = ekid + dka*dei[0];
vsd = vsd - (wbr+wr)*sigma*ls*isq - lm*flr*rr/lr/lr;
vsq = ekiq + (dkr + dka)*dei[1];
ekiq = ekiq + dka*dei[1];
vsq = vsq + (wbr+wr)*sigma*ls*isd + wr*lm*flr/lr;
vsar = vsd*cgb - vsq*sgb;
vsbr = vsq*cgb + vsd*sgb;
    }
/* */
/* Limitador de tensao */
/* */
    if(vsar >= 311.) vsar = 311.;
    if(vsar <= -311.) vsar = -311.;
    if(vsbr >= 311.) vsbr = 311.;
    if(vsbr <= -311.) vsbr = -311;
/* */
    break;
/* */
}
/*****
/* Fonte PWM */
/*****
/* calculo do modulador PWM */
/* */
    cont=0.; klim = 0;
    kor = kor + 1; if(kor >= 2) kor=0;
    tck = 2.*te/rq3;
/* */
/* Determinacao do setor vetor tensao de operacao */
vsar = vsar/rq23;
vsbr = vsbr/rq23;
aux[0] = rq3*vsar + vsbr;
aux[1] = -rq3*vsar + vsbr;
aux[2] = -2.*vsbr;
/* */
if((aux[0] >= 0.) && (aux[1] <= 0.) && (aux[2] <= 0.))
    se = 1;
else {
if((aux[0] >= 0) && (aux[1] >= 0) && (aux[2] <= 0))
    se = 2;
else {
if((aux[0] <= 0) && (aux[1] >= 0) && (aux[2] <= 0))
    se=3;
else {
if((aux[0] <= 0) && (aux[1] >= 0) && (aux[2] >= 0))

```

```

        se=4;
    else {
if((aux[0] <= 0) && (aux[1] <= 0) && (aux[2] >= 0))
    se=5;
    else {
if((aux[0] >= 0) && (aux[1] <= 0) && (aux[2] >= 0))
    se=6; }
    } } }
    }

/* calculo dos tempos de aplicacao dos vetores tensao */

tk = tck*(vsar*sin(se*pi/3.) - vsbr*cos(se*pi/3))/ec;
tk1 = -tck*(vsar*sin((se-1)*pi/3.) - vsbr*cos((se-1)*pi/3))/ec;
if(tk <= 0.) tk=0.;
    if((tk >= te) && (tk >= tk1))
        { kst2 = se; klim = 1; }
        if((tk1 >= te) && (tk1 >= tk))
            { kst2 = se + 1; klim = 1; if(kst2 > 6) kst2 = 1; }

        if(tk1 <= 0.) tk1=0.;
        to=te-tk-tk1;
        if(to >= te) to=te;
        if(to <= 0.) to=0.;
    }

/* */
/* Deteminacao dos vetores tensao instantaneos (funcao timer) */
/* */
    if(klim == 0)
        {
            if(cont <= to/2.)
                kst2 = 7;
            else
                {
                    if(kor == 0)
                        {
                            if(cont < (to/2.+tk))
                                kst2 = se;
                            else {
                                if(cont < (to/2.+tk+tk1)) {
                                    kst2 = se + 1;
                                    if(kst2 > 6) kst2 = 1; }
                                else {
                                    kst2 = 7; }
                            }
                        }
                    else
                        {
                            if(cont < (to/2.+tk1)) {
                                kst2 = se + 1;
                                if(kst2 > 6) kst2 = 1; }
                            else {
                                if(cont < (to/2.+tk+tk1))
                                    kst2 = se;
                            }
                        }
                }
        }

```

```

        else { kst2 = 7; }
    }
}
}
switch(kst2)
{
    case 1: gtf[0]=1; gtf[1]=0; gtf[2]=0; vtf=1.;
            break;
    case 2: gtf[0]=1; gtf[1]=1; gtf[2]=0; vtf=2.;
            break;
    case 3: gtf[0]=0; gtf[1]=1; gtf[2]=0; vtf=3.;
            break;
    case 4: gtf[0]=0; gtf[1]=1; gtf[2]=1; vtf=4.;
            break;
    case 5: gtf[0]=0; gtf[1]=0; gtf[2]=1; vtf=5.;
            break;
    case 6: gtf[0]=1; gtf[1]=0; gtf[2]=1; vtf=6.;
            break;
    case 7: vtf=0.;
            if(gt[0] == gt[1])
                gtf[2] = gt[0];
            else {
                if(gt[0] == gt[2])
                    gtf[1]=gt[2];
                else { gtf[0] = gt[1]; }
            }
    }
}
/* calculo das variaveis de saida */
/* */
vf[0]=gtf[0]*(ec/2) + (gtf[0]-1)*(ec/2);
vf[1]=gtf[1]*(ec/2) + (gtf[1]-1)*(ec/2);
vf[2]=gtf[2]*(ec/2) + (gtf[2]-1)*(ec/2);
/* */
vonf=(1./3.)*(vf[0]+vf[1]+vf[2]);
vs1f=vf[0]-vonf;
vs2f=vf[1]-vonf;
vs3f=vf[2]-vonf;
/* */
}
bloco2()
{
    float hm2;
    static float vrd=0., vrq=0.;
/* */
    static int ki3=0, ne=5;
    int i,j;
/* */
    hm2 = hor;
    tm2 = tm2 + hm2;
    rlmd = re*cd*lm;
/* */
    isa=isaf;
    isb=isbf;
    isd = isdf;
}

```



```

isq = isqf;
wr=wrf;
ce=cef;
fsd = fsdf; fsq = fsqf;
frd = frdf; frq = frqf;
fsa = fsaf; fsb = fsbf;
fra = fraf; frb = frbf;
if(t >= tmin)
{
printf("%s %f %s %f\n", " wr = ",wr," ce = ",cef);
tmin = tmin + 0.01;
}
/* */
psi = psi + wd*hm2;
if(psi >= pid) psi=psi-pid;
/* */
vsd=rq23*(vsa*cos(psi)+vsb*cos(psi-pid/3.)+vsc*cos(psi+pid/3.));
vsq=-rq23*(vsa*sin(psi)+vsb*sin(psi-pid/3.)+vsc*sin(psi+pid/3.));
/* */
/* Integracao: runge kutta 4a ordem */
/* */
x[0]=fsdf; x[1]=fsqf; x[2]=frdf; x[3]=frqf; x[4]=tetf; x[5]=wrf;
for(i=0; i<=ne; ++i)
{
xd[0][i] = x[i];
}
for(j=0; j<=3; ++j)
{
dv[j][0]=vsd-(cd*rs)*(xd[j][0]*lr-xd[j][2]*lm)+wd*xd[j][1];
dv[j][1]=vsq-(cd*rs)*(xd[j][1]*lr-xd[j][3]*lm)-wd*xd[j][0];
dv[j][2]=vrd-(cd*rr)*(xd[j][2]*ls-xd[j][0]*lm)+(wd-xd[j][5])
*xd[j][3];
dv[j][3]=vrq-(cd*rr)*(xd[j][3]*ls-xd[j][1]*lm)-(wd-xd[j][5])
*xd[j][2];
dv[j][4]=xd[j][5];
cel = p*cd*lm*(xd[j][1]*xd[j][2]-xd[j][0]*xd[j][3]);
dv[j][5] = (p*cel-ff*xd[j][5]-p*cm)/jj;
for(i=0; i<=ne; ++i)
{
xa[j][i] = hm2*dv[j][i];
switch(j)
{
case 0: xd[1][i] = x[i] + xa[0][i]/2.;
break;
case 1: xd[2][i] = x[i] + xa[1][i]/2.;
break;
case 2: xd[3][i] = x[i] + xa[2][i];
}
}
}
for(i=0; i<=ne; ++i)
{
xf[i] = x[i]+xa[0][i]/6.+xa[1][i]/3.+xa[2][i]/3.+xa[3][i]/6.;
}
fsdf=xf[0]; fsqf=xf[1]; frdf=xf[2]; frqf=xf[3];

```

```

tetf=xf[4]; wrf=xf[5];
if(tetf >= pid) tetf=tetf-pid;
isdf = cd*(xf[0]*lr-xf[2]*lm);
isqf = cd*(xf[1]*lr-xf[3]*lm);
/* */
isaf = (isdf*cos(psi)-isqf*sin(psi));
isbf = (isqf*cos(psi)+isdf*sin(psi));
fsaf = (fsdf*cos(psi)-fsqf*sin(psi));
fsbf = (fsqf*cos(psi)+fsdf*sin(psi));
frac = (frdf*cos(psi)-frqf*sin(psi));
frbf = (frqf*cos(psi)+frdf*sin(psi));
cef = p*cd*lm*(xf[1]*xf[2]-xf[0]*xf[3]);
ki3 = ki3 + 1;
if(ki3 >= 1000)
{
    ki3 = 0;
}
}

```

## BIBLIOGRAFIA

Abbondanti, A.

" Method of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies. ", IEEE/IAS Intl. Semi. Power Conv. Conf. , 1977.

Alves, R.N.C., Lima, A.M.N., Silva, E.R.C da e Jacobina C.B.

" A New Approach to the Problem of Synthesizing Non-Sinusoidal Waveforms for Analog and Digital Implementation of Space-Vector PWM Strategies.", - COBEP91 - Florianópolis, dezembro 1991.

Blaschke, F.

" The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVEKTOR Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines. ", Siemens Review, vol 34, may 1972.

Bose, B.K.

" Power Electronics and AC Drive.", Englewood Cliffs, Prentice-Hall - N.J., 1986a.

Bose, B.K.

" Adjustable Speed AC. Drives - A Technology States Review", Proc. of the IEEE, vol.70, nº 2, Feb. 1982.

Bose, B.K.

" Introduction to Microcomputer Control ", IEEE PRESS, Inc., New York, october 1986b.



Broeck, V.D., H.W., Skudelny, H.C. and Stanke, G.V.

" Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vector.", IEEE - Trans. Ind. Appl., jan/feb. 1988.

Bühler, H.

" Réglages Echantillonnés. ", vols. 1 et 2. Presses Polytechniques Romandes, - Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1983.

Bühler, H.

" Electronique de Réglage et de Comande. ", Traité d'Electricité, d'Electronique et d'Electrotechnique. Ed. Dunod, 1979.

Chen, D.Y.

" Power semiconductors: fast, tough, and compact ", IEEE Spectrum, September 1987.

Dote, Y.

" Application of Modern Control Techniques to Motor Control.", Proc. of the IEEE, april 1988.

Falb, P.L. and Wolovich, W.A

" Decoupling in the Design and Synthesis of Multivariable Control Systems ", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.AC-12, n° 6, December 1967.

Fetz, J. and Horstmann, D.

" Comparison of Different Field Oriented Control Methodos for an Induction Machine Fed by a PWM-Modulator Controlled Inverter. " , EPE Aachen, 1989.

Gabriel, R., Leonhard, W. and Nordby, C.J.

" Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors. " IEEE Trans. Ind. Appl., march/april 1980.

Heinemann, G.

" Comparison of Several Control Schemes for AC Induction Motors Under Steady State and Dynamic Conditions.", EPE Aachen 1989.

Ho, E.Y.Y. and Sen P.C.

" Decoupling Control of Induction Motor Drives. ", IEEE Trans. Ind. Appl., may 1988.

Hornbeck, R.W.

" Numerical Methods ", Quantum Publishers Inc., 1975.

Hower, P.L.

" Power Semiconductor Devices : An Overview ", Proceedings of the IEEE, vol.76, nº4, April 1988.

Jacobina, C.B.,

" Apostila de Máquinas Elétricas - DEE/CCT/UFPb", Campina Grande 1989.

Jacobina, C.B., Souza F<sup>o</sup>, E.B. e Da Silva, E.R.C.

" Controladores de Corrente em Acionamentos com Motor de Indução em Campo Orientado. "8<sup>o</sup> CBA - Congresso Brasileiro de Automática, setembro 1990.

Jacquot, R.G.

" Modern Digital Control Systems. " Marcel Decker, Inc. N.Y. 1981.

Kuo, B.C.

" Digital Control Systems. ", Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1980.

Leonhard, W.

" Control of Electrical Drives. ", Springer-Verlag, Berlin, 1985.

Leonhard, W.

" Adjustable-Speed AC Drives ", Proc. of the IEEE, vol.76, n° 4, April 1988.

Lima, A.M.N.

" Comande numérique d'une machine asynchrone: Controle du flux par filtrage stochastique - Variação de la vitesse et de la position.", Thèse de Docteur de l'INP, Toulouse, France, juillet, 1989.

Lorenz, R.D. and Novotny D.W.

" A Control Systems Perspective of Field Oriented Control for AC Servo Drives. ", Proc. of Control Expo 88, June 1988.

Lorenz, R.D. and Lawson, D.B.

" Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machines Controllers.", IEEE Trans. Ind. Appl., july/augusto 1987.

Myers, G.J. and House D.L

" Microprocessor Technology Trends ", Proc. of the IEEE, vol.74, n° 12, december 1986.

Nordin K.B., Novotny, D.W. and Zinger D.S.

" The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems ", IEEE - Transactions on Industry Applications, vol.IA-21, n°4, July/August 1985.

Ohnishi, K., Suzuki, H., Miyachi, K. and Terashima, M.

" Decoupling Control of Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive with Controlled Voltage Source and Its Comparison with Volts/Herz Control. ", IEEE Trans. Ind. Appl. jan/feb. 1985.



Rowan, T.M. and Kerkmann, R.J.

" A new Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Inverters. ", IEEE Trans. Ind. Appl. July/august 1986.

Salvadori, F., Jacobina, C.B. and Lima, A.M.N.

" Decoupled flux and torque control schemes for high performance induction motor drive systems: A comparative study with various new strategies.", IECON'91 - Kobe - Japan.

Schauder, C.D. and Caddy, R.

" Current Control of Voltage-Source Inverters for Fast Four-Quadrant Drive Performance ". IEEE Trans. Ind. Appl. March/April 1982.

Seguier, G., Notelet, F. et Lesenne, J.

" Introduction à l'électrotechnique Approfondie. " Université des Sciences et Techniques de Lille, Paris, 1981.

Silva, K.F. da

" Estimacão de Fluxo Magnético em máquinas Assíncronas Utilizando Filtro de Kalman ", tese de mestrado, UFPb/CCT/DEE, fevereiro 1991.

Silva, K.F. da, Jacobina, C.B. e Lima A.M.N.

" Vector Control in Synchronous Machine Drives ", IECON'91 - Kobe - Japan.

Souza F, E.B. de

" Inversor trifásico a transistores de potência ", Relatório interno UFPb/CCT/DEE, novembro 1989.