

Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação Departamento de Sistemas e Controle da Energia

ANÁLISE DINÂMICA DE CONTROLADORES DE CORRENTE PARA MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS ALIMENTADAS POR INVERSOR PWM

Autor: José Alberto Torrico Altuna

Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Edson Bim (UNICAMP)

Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina (UFPB)

Prof. Dr. José Luiz Silvino (UFMG)

Prof. Dr. Akebo Yamakami (UNICAMP)

Prof. Dr. Carlos Rodrigues de Souza (UNICAMP)

Prof. Dr. André Luiz Morelato França (UNICAMP)

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Setembro/2002

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

T637a	 Torrico Altuna, José Alberto Análise dinâmica de controladores de corrente para máquinas de indução trifásicas alimentadas por inversor PWM / José Alberto Torrico AltunaCampinas, SP: [s.n.], 2002.
	Orientador: Edson Bim. Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
	 Acionamento elétrico. 2. Sistemas de controle ajustável. 3. Controle automático. 4. Sistemas difusos. 5. Controle em tempo real. I. Bim, Edson. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

A minha avó María e meus pais José e Célia

Financiadores

Este projeto foi realizado com o apoio financeiro das seguintes instituições:

A Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) forneceu uma bolsa de estudos de nível de doutorado com reserva técnica de apoio à bancada experimental e publicação de artigos.

A Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas forneceu o apoio logístico necessário para o desenvolvimento satisfatório do projeto.

Agradecimentos

Agradeço e serei sempre grato

Ao Prof. Dr. Edson Bim pela sua excelente orientação deste trabalho. Sua constante preocupação, incentivo e pronta disponibilidade até o final foram determinantes para a conclusão desta tese.

À minha família no Perú, pelo incentivo e apoio constante nos anos de formação pessoal e acadêmica.

À minha esposa Alina e os meus filhos José Daniel e Carlos André pelo apoio e sacrifício durante estes anos de estudo.

Ao meu amigo Zanoni Dueire Lins pelas inúmeras experiências agradáveis durante todo o tempo que compartilhamos o laboratório.

Aos colegas do laboratório José Francisco, Lino Rosell, Leonardo Araújo e Jayme Reyes pelo companheirismo, amizade e incentivo oferecidos.

Aos meus amigos Herbert e Flor pelo apoio e amizade.

Aos colegas do Departamento de Sistemas e Controle de Energia pelo companheirismo oferecido.

À Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, em especial ao Departamento de Sistemas e Controle de Energia, pela oportunidade dada à realização do curso de Doutorado.

Um agradecimento muito especial à FAPESP pela excelente bolsa de estudos fornecida, o apoio financeiro adicional para bancada experimental que permitiram a realização de estágio no exterior e a aquisição dos equipamentos de suporte necessários para o bom término desta pesquisa.

Sumário

Resumo	XIII
Abstract	XV
Lista de figuras	XVII
Lista de tabelas	XXI
Lista de variáveis	XXIII
Capítulo 1 - Introdução	1
Capítulo 2 - Evolução dos Controladores de Corrente	5
2.1 Introdução	5
2.2 Histórico de controladores básicos de corrente para motores CA trifásicos	6
2.3 Métodos convencionais de análise de controladores de corrente	12
2.4 Controladores de corrente baseados em redes neurais e lógica "fuzzy"	14
2.5 Classificação dos controladores de corrente	18
2.5.1 Controladores de freqüência de chaveamento constante	18
2.5.1.1 Controladores PI estacionário e síncrono	18
2.5.1.2 Controlador de Realimentação de Estados	21
2.5.1.3 Controlador Preditivo operando com freqüência de Chaveamento Constante	22
2.5.1.4 Controlador "Deadbeat"	23
2.5.1.5 Controlador de Corrente com Modulação Delta	23
2.5.2 Controladores de freqüência variável	25
2.5.2.1 Controlador de histerese	25
2.5.2.2 Controlador Preditivo com Mínima Freqüência de Chaveamento e controlador de rastreio de traietória2.5.2.3 O controlador de rastreio de trajetória ("trajectory tracking control")	26 27

2.5.2.4 Controladores de corrente usando técnicas de inteligência artificial	28
2.6 Proposta da tese	29
Capítulo 3 - Controladores PI, Preditivo e "Fuzzy" de Corrente	31
3.1 Introdução	31
3.2 Equações da carga R-L	32
3.3 Equações da Máquina de Indução	33
3.4 Modulação de vetores espaciais	36
3.5 Controlador PI Estacionário	40
3.6 Controlador PI Síncrono	42
3.7 Controlador Preditivo com mínima freqüência de chaveamento	43
3.7.1 Equações do Controlador	44
3.7.2 Algoritmo de predição	45
3.8 Controlador preditivo com freqüência de chaveamento constante	48
3.8.1 Controlador preditivo implementado em coordenadas estacionárias	48
3.8.2 Controlador preditivo implementado em coordenadas síncronas	51
3.9 Controladores "fuzzy" de corrente	52
3.9.1 Controlador PI "fuzzy" de corrente	53
3.9.2 Controlador "fuzzy" de corrente com identificação de setor	55
Capítulo 4 - Análise Dinâmica De Controladores De Corrente	e 59
4.1 - Introdução	59
4.2 - Análise de Controladores PI com carga R-L	61
4.2.1 Controlador PI estacionário	61
4.2.2 Controlador PI síncrono	66
4.3 Controladores PI com a Máquina de Indução	71

4.3 -1 Equações de Estados do Sistema Controlador PI de corrente - Máquina de Indução em Coordenadas girantes ω_k	71
4.3 - 2 Sistema Controlador PI estacionário – Máquina de Indução	73
4.3 - 3 Sistema Controlador PI síncrono – Máquina de Indução	78
 4.3 - 4 Efeito da variação de parâmetros no Sistema Controlador PI Síncrono- Máquina de Indução 	82
 4.3 -5 Sistema Controlador PI Síncrono-Máquina de Indução com Orientação de Fluxo de Rotor 	91
4.4 - Análise do Sistema Controlador Preditivo – Máquina de Indução	93
4.4 -1 Análise do Sistema Controlador Preditivo Estacionário – Máquina de Indução	97
4.4-2 Análise do Sistema Controlador Preditivo Síncrono – Máquina de Indução	100
4.4-3 Efeito da variação de parâmetros no Sistema Controlador PI Síncrono- Máquina de Indução	103
4.4-4 Sistema controlador preditivo síncrono- máquina de indução com Orientação de fluxo de rotor	109
4.5 - Relação entre os Parâmetros dos Controladores de Corrente e as Constantes de	111
Tempo do Sistema 4.6 - Conclusões	112
Capítulo 5 - Resultados Experimentais	115
5.1 - Introdução	115
5.2 - Critérios de implementação experimental	116
5.2.1 Sistema Experimental	116
5.2.2 Sistema de Desenvolvimento	121
5.3 - Resultados de simulação	122
5.4 - Resultados experimentais	130
5.5 - Conclusões	139
Capítulo 6 - Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros	141
6.1 Conclusões 6.2 Trabalhos futuros	141 142

XI

XII

Apêndice A - Parâmetros da máquina de indução utilizada	145
Apêndice B - Implementação experimental do sistema de controle	149
Apêndice C - Listagem do programa fonte	163
Referências Bibliográficas	193

Resumo

Neste projeto de pesquisa são desenvolvidos modelos matemáticos dos controladores de corrente PI e preditivo aplicados à carga R-L passiva e à máquina de indução. Os modelos desenvolvidos podem ser utilizados em qualquer sistema de coordenadas.

Para situar o projeto no contexto dos controladores de corrente, é realizada uma classificação dos diversos tipos de controladores encontrados na literatura, além da descrição do principio de funcionamento dos principais controladores.

Com a base teórica desenvolvida, é realizada a análise dinâmica do sistema controlador-carga utilizando as equações de estado para cada controlador, adicionalmente é feito um estudo de sensibilidade do sistema com a variação dos parâmetros da máquina de indução. Para complementar a análise dinâmica, são realizadas simulações no tempo.

Para o acionamento da máquina com tensão e freqüência variável são implementados tanto em simulação como experimentalmente um modulador de vetores espaciais, cujos sinais de entrada são alimentados pela saída do controlador.

Para verificação dos conceitos desenvolvidos foi implementado um sistema de controle vetorial com orientação do fluxo de rotor e com malha de controle de corrente selecionável.

As implementações experimentais foram realizadas utilizando o processador digital de sinais DSP96002 e os algoritmos foram implementados em linguagem "assembly".

Abstract

This work deals with the development of mathematical models for PI and predictive current regulators supplying induction machine and passive R-L loads. These models can be used in any rotating reference frame.

Fist it is done a classification of the diverse controllers found in the literature, then, it is accomplished a description of the main controllers from the point of view of principle of functioning.

With this theoretical background it is done the dynamic analysis of the controller-load system using the state equations method. In order to evaluate the developed close loop system, it is done a parameter sensitivity study. These analyses are supported with simulations.

A space vector modulation is implemented in simulation and experimental setup for supplying the induction machine with variable voltage and frequency. A rotor flux field-oriented system is used as an outer loop in the overall control system

The experimental implementation is done using the digital signal processing DSP96002 with all the software developed in assembly language.

Lista de Figuras

Figura 2.1	Árvore retrospectiva de controladores de corrente	7
Figura 2.2	Controlador PI estacionário	19
Figura 2.3	Controlador PI Síncrono	20
Figura 2.4	Controlador Síncrono PI em Coordenadas Estacionárias	21
Figura 2.5	Controlador de Realimentação de Estados	22
Figura 2.6	Controlador Preditivo Linear	23
Figura 2.7	Esquema Básico do Controlador de Corrente com Modulação Delta	24
Figura 2.8	Diagrama de blocos do controlador de histerese de dois níveis	25
Figura 2.9	Controlador Preditivo com Mínima Freqüência de Chaveamento	27
Figura 2.10	Controlador de Rede Neural para o Inversor com enlace CC ressonante	28
	(RDCL)	
Figura 3.1	Coordenadas Girantes X-Y	35
Figura 3.2	Posição Espacial dos Vetores de Tensão do Estator em Coordenadas α - β .	36
Figura 3.3	Vetores de Chaveamento para o Primeiro Setor	37
Figura 3.4	Diagrama de Blocos do Controlador PI estacionário	40
Figura 3.5	Diagrama de Blocos do Controlador PI síncrono	42
Figura 3.6	Diagrama de Blocos do Modelo da Máquina de Indução em	45
	Coordenadas α-β Estacionárias	
Figura 3.7	Trajetórias Pré-Calculadas e Trajetória Atual do Vetor de Corrente do Estator em Regime Estacionário $\left \vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}\right $ = constante	46
Figura 3.8	Curvas de Erro Preditas para cada Vetor de Chaveamento	48
Figura 3.9-	Diagrama Vetorial do Controle Preditivo com Modulação Vetorial	49
Figura 3.10	Diagrama do Controlador Preditivo em Coordenadas Estacionárias	50
Figura 3.11	Diagrama do Controlador Preditivo em Coordenadas Síncronas com	
	Controle Vetorial da Máquina de Indução	52
Figura 3.12	Diagrama de Blocos do Controlador "fuzzy" PI Estacionário	53

XVIII

Figura 3.13	Funções de Pertinência do Controlador PI fuzzy: (a) entradas, (b) saídas	54
Figura 3.14	Árvore de Decisão para Determinação do Setor do Vetor Especial de corrente de referência	56
Figura 3.15	Funções de Pertinência: (a) entradas, (b) saídas	57
Figura 4.1	Pólos e Zeros do controlador de corrente PI estacionário – carga RL.	64
Figura 4.2	Lugar das raízes do sistema PI estacionário – Carga RL	65
Figura 4.3	Resposta ao degrau de $I_{sq}^* = 3A$ para o controlador PI estacionário – carga RL	66
Figura 4.4	Pólos e zeros do controlador PI síncrono - carga RL	68
Figura 4.5	Lugar das raízes do sistema PI síncrono – Carga RL	69
Figura 4.6	Resposta ao degrau de $I_{sq}^* = 3A$ para o controlador PI síncrono – carga RL.	70
Figura 4.7	Pólos e zeros do controlador PI estacionário-carga MI, $f_e = 60 \text{ Hz}$	74
Figura 4.8	Pólos e zeros do controlador PI estacionário- carga MI, fe=30 Hz	75
Figura 4.9	Estabilidade do controlador PI estacionário – carga MI, em função de Ω_m	77
Figura 4.10	Resposta ao degrau de Is _{β} *=3A do controlador PI estacionário – carga MI, em função de Ω_m , para $f_e = 60$ Hz.	77
Figura 4.11	Raízes do controlador PI síncrono – carga MI, $f_e = 60 \text{ Hz}$	79
Figura 4.12	Raízes do controlador PI síncrono – carga MI, $f_e = 30Hz$.	80
Figura 4.13	Estabilidade do controlador PI síncrono – carga MI, em função de Ω_m , para f_e = 30 e 60Hz	81
Figura 4.14	Resposta ao degrau de I_{sq} *=3 A, do controlador PI síncrono carga	81
	MI, em função de $\Omega_{\rm m}$.	
Figura 4.15	Pólos e zeros do controlador PI síncrono - carga MI, em função de Rs	85
	(variação de 100% a 250% do valor nominal), com $\Omega_{\rm m}{=}0,~600,~1.200$ e	
	1.700 rot/min e $f_e=60$ Hz.	
Figura 4.16	Raízes do controlador PI síncrono – carga MI, em função de R_r (variação de 100 a 250% do nominal), para Ω m=0, 600, 1.200 e 1.700 rot/min e f_e =60 Hz.	88
Figura 4.17	Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, em função de L_m (variação de 40 a 120% do valor nominal), para $\Omega m = 0, 600, 1.200$ e 1.700 rot/min e f _e =60 Hz	91
Figura 4.18	Variação dos pólos do controlador PI síncrono – carga MI com orientação	92

	e fluxo de rotor , para Ω_m = 0, 600, 1.200 e 1.700 rot/min e f _e = 60 Hz.	
Figura 4.19	Pólos e zeros do controlador preditivo estacionário-carga MI,	98
	em função de $\Omega_{\rm m}$, para f _e = 60 Hz.	
Figura 4.20	Pólos e zeros do controlador preditivo estacionário-carga MI, em função de	99
	$\Omega_{\rm m}$, $f_{\rm e}$ = 30 Hz.	
Figura 4.21	Estabilidade do controlador Preditivo Estacionário – carga MI, em função	100
	da velocidade de eixo, $f_e = 30 e 60 Hz$	
Figura 4.22	Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono-carga MI, $f_e = 60$ Hz.	101
Figura 4.23	Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono-carga Mi, $f_e = 30$ Hz	102
Figura 4.24	Estabilidade do controlador Preditivo Síncrono – carga MI,	103
	em função da velocidade de eixo, $f_e = 30 e 60 Hz$	
Figura 4.25	Sensibilidade à variação de $\hat{\Omega}_m$ do controlador preditivo síncrono-carga	108
	MI, para Ω_m =1.700 rot/min e f _e = 60 Hz.	
Figura 4.26	Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono-máquina de indução com	110
	orientação de fluxo de rotor, para Ω_m = 0, 600, 1.200 e 1.700 rot/min e f _e =	
	60 Hz	
Figura 5.1 -	Sistema de controle para o motor de indução.	116
Figura 5.2	Diagrama de blocos do controle vetorial.	117
Figura 5.3	Diagrama de blocos do Integrador de Freqüência Síncrona	118
Figura 5.4	Diagrama de blocos dos controladores estacionários e síncronos	119
Figura 5.5	Sistema de desenvolvimento.	121
Figura 5.6	Formas de onda de correntes : regime permanente e transitório do PI estacionário	124
Figura 5.7	Formas de onda de correntes : regime permanente e transitório do sistema controlador PI síncrono	125
Figura 5.8	Formas de onda de correntes : regime permanente e em regime transitório do controlador preditivo estacionário	126
Figura 5.9	Formas de onda de correntes: regime permanente e em regime transitório	127
	do controlador preditivo síncrono	
Figura 5.10	do controlador preditivo síncrono Formas de onda de correntes: regime permanente e transitório do controlador PI fuzzy estacionário	128

Figura 5.12	Correntes bifásicas do controle em malha aberta acionado pelo modulador de vetores espaciais	132
Figura 5.13	Regime permanente do sistema controlador PI estacionário, com o motor operando a fe= 59,39 Hz.	132
Figura 5.14	Regime permanente do sistema controlador PI estacionário, com o motor operando a 36,9 Hz	133
Figura 5.15	Regime permanente do sistema controlador PI síncrono, motor operando a 60,1 Hz.	133
Figura 5.16	Regime permanente do sistema controlador PI síncrono, motor operando a 30,12 Hz	134
Figura 5.17	Regime permanente do sistema controlador preditivo síncrono, motor operando a 58,12 Hz	134
Figura 5.18	Regime permanente de correntes e tensão do controlador "fuzzy" estacionário, fe= 60,26Hz	135
Figura 5.19	Regime permanente de correntes e tensão do controlador "fuzzy" estacionário, fe= 29,68 Hz	135
Figura 5.20	Controlador PI estacionário, motor operando com perfil retangular de torque ± 2 N-m	136
Figura 5.21	Controlador PI síncrono, motor operando com perfil retangular de torque ± 2 N-m	136
Figura 5.22	Ampliação do transitório da Figura 5.15	137
Figura 5.23	Controlador PI estacionário, motor com perfil retangular de velocidade ±300 rot/min.	137
Figura 5.24	Controlador PI síncrono, motor com perfil retangular de velocidade ±300 rot/min	138
Figura 5.25	Controlador preditivo síncrono, motor com perfil retangular de velocidade ± 300 rot/min	138

Lista de Tabelas

Tabela 3.1	Durações dos Vetores de Chaveamento	40
Tabela 3.2	Regras do Controlador PI "fuzzy" Acumulação do Erro (AE)	54
Tabela 3.3	Conjunto de Regras do Controlador	57
Tabela 4.1	Pólos e Zeros do PI Estacionário - Carga RL	64
Tabela 4.2	Pólos e Zeros do PI Síncrono - Carga RL	68
Tabela 4.3	Pólos e zeros do controlador PI estacionário – Carga MI, $f_e = 60 \text{ Hz}$	74
Tabela 4.4	Pólos e zeros do controlador PI estacionário – carga MI, $f_e = 30 \text{ Hz}$	76
Tabela 4.5	Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, $f_e = 60 \text{ Hz}$	79
Tabela 4.6	Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, fe= 30Hz	80
Tabela 4.7	Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, em função de $R_{\rm s}$	83
Tabela 4.8	Variação dos Pólos do controlador PI síncrono – carga MI, em função de $R_{\rm s}$	84
Tabela 4.9	Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, em função de $R_{\rm r}$	86
Tabela 4.10	Variação dos Pólos do controlador PI síncrono –carga MI, em função de $R_{\rm r}$	87
Tabela 4.11	Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, em função de $L_{\rm m}$	89
Tabela 4.12	Variação dos Pólos do controlador PI síncrono – carga MI, em função de $L_{\rm m}$	90
Tabela 4.13	Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI com orientação de fluxo de rotor, em função de Ω_m e f _e = 60Hz	93
Tabela 4.14	Pólos e zeros do controlador preditivo estacionário – carga MI, $f_e = 60Hz$	98
Tabela 4.15	Pólos e zeros do controlador preditivo estacionário – carga MI, $f_e = 30Hz$	99
Tabela 4.16	Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, $f_{\rm e}$ = $60{\rm Hz}$	101
Tabela 4.17	Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, $f_e = 30Hz$	102

XXII

Tabela 4.18	Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, em função de $R_{\rm s}$	104
Tabela 4.19	Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, em função de R_r	106
Tabela 4.20	Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, em função de L_m	107
Tabela 4.21	Estabilidade do controlador Preditivo Estacionário – carga MI, em função da velocidade de eixo, $f_e = 30 e 60Hz$	109
Tabela 4.22	Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI com orientação de fluxo de rotor	110

Lista de Variáveis

R_s	Resistência de estator
R_r	Resistência de rotor referida ao estator
L_s	Indutância própria de estator
L_r	Indutância própria de rotor
L_{ls}	Indutância de dispersão do estator
L_{lr}	Indutância de dispersão do rotor
L_m	Indutância mútua
X_s	Reatância de estator
X_r	Reatância de rotor
X_{ls}	Reatância de dispersão de estator
X_{lr}	Reatância de dispersão de rotor
X_m	Reatância de magnetização
V_s	Valor eficaz da tensão de alimentação
E_s	Valor eficaz da tensão induzida de estator
E_m , E_g	Valor eficaz da tensão induzida pelo fluxo de entreferro
I_s	Valor eficaz da corrente de estator
I_r	Valor eficaz da corrente de rotor
I_m	Valor eficaz da corrente de magnetização
<i>i</i> _{ks}	Corrente instantânea da fase genérica k.
$i_{s,xv}$	Vetor espacial corrente de estator, referentes aos eixos genéricos x e y
$v_{s,xy}$	Vetor espacial tensão de estator, referentes aos eixos genéricos x e y,
$e_{s,xy}$	Vetor espacial tensão induzida de estator, referente aos eixos genéricos x e y
$\lambda_{s,xy}$	Vetor espacial tensão induzida de estator, referente aos eixos genéricos x e y
р	Número de pólos
Р	Número de pares de pólos
т	Número de fases
S	Escorregamento
ω _s	Freqüência elétrica de alimentação de estator (rad/s)
ω_r , ω_{slip}	Freqüência elétrica do circuito do rotor (rad/s)
ω_m	Freqüência elétrica equivalente à velocidade de rotor, $P \cdot \Omega_m$
ω_m	Freqüência mecânica (rad/s).
ω_s	Velocidade mecânica da máquina
Ω_{s}	Velocidade mecânica do campo girante de estator $\Omega_s = \omega_s / P$
Ω_{s}	Velocidade mecânica do rotor

XXIV

P_{gap}	Potência que atravessa o entreferro
$P_{\acute{u}til}$	Potência útil
Pentrada	Potência de entrada
P _{ferro}	Potência dissipada no circuito magnético da máquina
$P_{s_{cobre}}$	Potência dissipada na resistência de estator
В	Indução magnética
Φ	Fluxo magnético
k_w	Constante de enrolamento
T_{em}	Torque eletromagnético
T_{bd}	Torque máximo
ω_{rbd}	Freqüência de rotor referente ao torque máximo
,αβ	Índice relativos ao sistema de eixos estacionário
.dq	Índice relativos ao sistema de eixos girante
*	Índice relativo ao valor de referência da variável
Ν	Índice relativo ao valor nominal da variável

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Em muitas aplicações industriais, o regulador de corrente de histerese convencional satisfaz os requerimentos de desempenho e largura de faixa. As vantagens do regulador de histerese são bastante conhecidas: excelente dinâmica, pequena ondulação de corrente e pico limitado de corrente. Como possui uma faixa fixa para a variação da ondulação da corrente, este tipo de regulador não tem problema de sobrecorrente sendo que as formas de onda da corrente são aproximadamente senoidais em toda a faixa de freqüência e a regulação da corrente não é afetada com a variação dos parâmetros da carga.

Embora o regulador de histerese possua as características de robustez amplamente reconhecidas, as suas desvantagens também limitam a utilização deste regulador. Estas desvantagens são: freqüência variável de chaveamento e excessivamente alta quando a faixa de histerese é muito estreita produzindo o fenômeno de ciclo limite que acontece quando a freqüência de chaveamento alcança a freqüência das chaves semicondutoras.

Em paralelo ao desenvolvimento do regulador de histerese, foi também desenvolvido o controlador de corrente utilizando modulação PWM. Embora os primeiros resultados fossem satisfatórios, inicialmente, este tipo de controle de corrente não foi amplamente utilizado pela sua

complexidade de implementação experimental e porque a modulação PWM não havia sido ainda amplamente pesquisada e desenvolvida.

O desenvolvimento da tecnologia de semicondutores de potência assim, como a aplicação dos processadores digitais de sinais originou várias mudanças nas orientações das pesquisas em acionamentos de máquinas assim como das aplicações industriais. Com isto, as complexidades iniciais da bancada experimental foram deslocadas para a programação em tempo real dos sistemas de controle.

O desenvolvimento das técnicas de modulação PWM também foi incentivado pelo desenvolvimento tecnológico, pois a implementação do modulador de vetores espaciais requeria uma montagem complexa em bancada experimental e um investimento de tempo bastante elevado na implementação. Estas limitações foram superadas com os recentes processadores digitais de sinais com altas freqüências de operação, alto grau de paralelismo e periféricos que implementam o modulador PWM em máquinas de estados finitos. Atualmente as aplicações utilizando a modulação de vetores espaciais substituíram as aplicações que utilizavam o método de comparação de rampa convencional.

Os inconvenientes do regulador de histerese podem ser eliminados utilizando a modulação vetorial PWM nos controladores de corrente, permitindo, pelo menos teoricamente, infinitos vetores espaciais de tensão aplicados na carga e não os oito vetores fundamentais do controlador de histerese. O modulador PWM fornece freqüência de chaveamento constante e um espectro de harmônicos definido, eliminando, dessa forma, o excessivo ruído acústico dos reguladores de histerese.

Na literatura especializada existem poucos estudos analíticos sobre modelagem e análise de controladores de corrente com modulação vetorial. Os poucos trabalhos existentes são antigos e não estão atualizados. Todos estes fatos reunidos motivaram a realização do presente projeto de pesquisa abrangendo a classificação, modelagem, análise dinâmica e implementação experimental de diversos tipos de controladores de corrente com modulação vetorial PWM.

Este texto está organizado como segue.

O capítulo dois apresenta um histórico da evolução dos controladores de corrente, considerando os controladores PI, preditivo e os recentes controladores "fuzzy" desenvolvidos. Também apresenta uma classificação geral dos controladores de corrente tendo como parâmetros a freqüência de chaveamento, sistema de referencia, linearidade e otimização do padrão de chaveamento.

O capítulo três apresenta as equações básicas dos controladores de corrente lineares PI e preditivo,

são também apresentados os algoritmos do controlador preditivo não linear de mínima freqüência de chaveamento. São apresentados também os modelos da carga RL passiva e a máquina de indução no sistema de referência estacionário e síncrono.

O capítulo quatro apresenta as análises dinâmicas dos controladores lineares PI e preditivos, e é verificada a influência dos parâmetros da máquina de indução na estabilidade do sistema. Adicionalmente é avaliado o comportamento do sistema quando é utilizada a orientação de fluxo de rotor.

O capítulo cinco apresenta os resultados de simulação e de bancada experimental.

Capítulo 2

EVOLUÇÃO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE

2.1 Introdução

Os motores de indução trifásicos controlados e de aplicação industrial são usualmente alimentados com inversores de fonte de tensão modulados por largura de pulso PWM ("pulse width modulation"). Essa estratégia, na sua versão mais simples, permite obter uma corrente na carga aproximadamente senoidal a uma desejada freqüência f₁, realizando a comparação entre um sinal senoidal de controle na desejada freqüência f₁ (freqüência moduladora) com um sinal de forma de onda triangular de freqüência f_p (freqüência portadora). O resultado dessa comparação é a geração de sinais de chaveamento do inversor (pulsos de modulação), que dessa forma controla a seqüência e os tempos de ligado e desligado das chaves do inversor (largura de pulsos), fazendo com que se varie a tensão média aplicada ao motor bem como a sua freqüência; os inversores PWM que se utilizam desse método são chamados de senoidal-triangular ou senoidal-rampa. A implementação tradicional deste método de modulação é analógica; embora, atualmente existam algoritmos simples e eficientes para a sua implementação digital [1]. Outros dois métodos são encontrados na literatura afim: aqueles que utilizam a modulação vetorial e os de eliminação de harmônicos.

Os acionamentos industriais de alto desempenho que utilizam motores de indução empregam o controle vetorial. Este método de controle utiliza correntes para comandar o sistema e, sendo assim, faz-se necessário adicionar uma malha de realimentação para o controle da corrente do motor. Este controlador de corrente pode ser considerado como uma fonte de corrente sempre que o inversor fornecer a tensão requerida pelo controlador. Usualmente, a malha de corrente opera com freqüência várias vezes superior ao da malha do controle vetorial, de tal forma que o controle vetorial possa enxergar o motor de indução como sendo alimentado por uma fonte de corrente.

Nas duas últimas décadas, o abrupto desenvolvimento tecnológico motivou uma forte pesquisa de diferentes controladores de corrente. Em particular, no que diz respeito aos motores de indução com controle vetorial, é encontrado um número abundante e diversificado de contribuições, indicando a importância desta área de pesquisa como também a necessidade de desenvolvimentos.

O objetivo deste capítulo é, inicialmente, o de apresentar uma resenha, a partir da literatura afim, as contribuições relevantes aos controladores de corrente e, dessa forma, situar a contribuição do presente trabalho. Sua organização é dada na seqüência.

Na seção 2.2 é apresentada uma resenha bibliográfica da evolução dos controladores básicos de corrente, por ordem cronológica. Na seção 2.3 são comentadas, de forma sintética, a utilização de ferramentas analíticas para a análise dinâmica do controlador preditivo, enquanto na seção 2.4 são destacados os controladores de corrente baseados em redes neurais e lógica "fuzzy".

Na seção 2.5, é proposta uma classificação dos controladores de corrente.

A proposta da tese está discutida na seção 2.6.

2.2 Histórico de controladores básicos de corrente para motores CA trifásicos

Com o intuito de oferecer uma visão geral da evolução dos controladores de corrente na Figura 2.1 é mostrada, por meio de uma árvore de blocos, uma retrospectiva das principais contribuições da pesquisa internacional nesta área. São mostrados os 7 métodos de controladores principais, sendo cronologicamente o controlador PI o primeiro a ser proposto (1964) e o controlador otimizado o mais recente (1994). A seguir é feita uma breve descrição das contribuições principais de cada método.



Figura 2.1- Árvore retrospectiva de controladores de corrente.

O controlador de corrente PI estacionário foi proposto em 1964 por Schonung e Stemmler [2]. Foi um inversor PWM do tipo seno-triângulo, usado como um controlador escalar de velocidade de um motor de indução. Neste trabalho, também foi introduzido o termo "subharmônico" para definir a modulação PWM do tipo seno-triângulo, devido ao fato da corrente fundamental gerada possuir uma freqüência inferior à freqüência de chaveamento. Adicionalmente, este trabalho apresenta três alternativas para manter fluxo constante em um motor de indução com controle escalar, isto é: controlando as relações tensão/freqüência, tensão/escorregamento e corrente/escorregamento.

A proposta do controlador de histerese foi feita em 1979 por Plunkett [3], também conhecido como controlador "bang-bang" no qual cada erro de corrente de fase determina a tensão aplicada ao motor. O erro de corrente em cada fase alimenta um comparador com faixa de histerese selecionada. Quando o erro excede esta faixa (superior ou inferior), um transistor é chaveado para que a tendência do erro de corrente seja revertida. A grande contribuição de Plunkett foi a de mostrar que os acionamentos com malha de regulação de corrente são mais estáveis que os acionamentos com a técnica V/f. Este regulador foi originalmente projetado para ser usado em um

controlador de ângulo, sem as propriedades de desacoplamento do controle dadas pela orientação de campo. Embora o regulador de histerese apresente uma excelente resposta dinâmica, a sua principal desvantagem está na impossibilidade de obter vetores de tensão zero, gerando desta forma, interferência entre as fases do motor. Somam-se a isto, os fatos da freqüência de chaveamento não ser constante e do processo de modulação gerar uma grande quantidade de componentes sub-harmônicos.

O controlador preditivo de corrente com freqüência de chaveamento constante foi proposto por Pfaff et al [4] em 1982 e aplicada a um acionamento com um motor síncrono de ímã permanente. Foram testadas duas formas de gerar o vetor de corrente: a primeira usando oito vetores espaciais de tensão básicos e a segunda, gerando vetores médios de tensão em cada período de chaveamento através da modulação vetorial. Este regulador tem a vantagem de gerar um reduzido "ripple" de corrente, quando comparado com o de histerese convencional.

O controlador de corrente preditivo com mínima freqüência de chaveamento foi proposto em 1983 por Holtz e Stadtfeld [5]. Para atingir este propósito, usando o enfoque preditivo, é necessário o conhecimento da impedância da carga, tensão induzida, direção de rotação do motor e tensão CC. A principal desvantagem do método é a geração de freqüência de chaveamento variável, que pode causar harmônicos de corrente de freqüência imprevisível em regime permanente e picos indesejáveis de corrente no transitório, comprometendo, desta forma, a operação dos motores.

O controlador de corrente PI síncrono foi implementado em 1986 por Rowan e Kerkman [6] e tem as seguintes vantagens: largura de faixa infinita em regime estacionário e o erro de corrente independente do escorregamento, freqüência e impedância do motor. O controlador de corrente PI síncrono de comparação de rampa tornou-se um produto comercial e está presente na maioria dos acionamentos de motor de indução com orientação de campo.

No mesmo ano de 1986 Navae et al [7] apresentaram um novo enfoque preditivo utilizando a informação da derivada da variação do erro das correntes; o algoritmo deste método preditivo determina a posição e magnitude da variação do erro de corrente, e o melhor vetor fundamental de tensão para diminuir a dita variação. Dois critérios para a escolha do vetor são possíveis: aquele em que obtêm o mínimo "ripple" em regime estacionário e outro que busca a máxima resposta dinâmica. Para cada caso, é selecionada uma diferente tabela de vetores. A implementação foi realizada em tempo real com tabelas armazenadas em memória, sendo que os resultados mostraram a geração de um reduzido "ripple" de corrente.

O controlador de corrente com realimentação de variáveis de estado foi proposto em 1987 por Lorenz e Lawson [8]. Os resultados obtidos foram comparados com o controlador de corrente PI síncrono para uma máquina de indução com controle por orientação de campo. Foi mostrado que o controlador de variáveis de estado é mais robusto que o controlador PI e possui uma melhor resposta dinâmica. Adicionalmente, foi verificado que a sintonia do regulador de corrente de variáveis de estado é mais direta e robusta que a do regulador PI clássico.

No ano de 1989 foram publicados dois artigos importantes: o de Sul et al [9] e o de Le-Huy e Dessaint [10]. Sul et al apresentaram um controlador preditivo para o inversor com enlace CC ressonante. O método calcula o vetor de tensão necessário a ser aplicado e escolhe para o chaveamento o vetor de tensão mais próximo ao calculado, conseguindo, desta maneira, minimizar o erro de corrente. Quanto comparado com o controlador delta convencional, apresenta uma diminuição significativa do número de chaveamentos.

Por sua vez, Le-Huy e Dessaint apresentaram um esquema de controle de corrente híbrido histerese – preditivo, aproveitando as vantagens de operação de cada um: o de histerese para regime transitório e o preditivo para o regime permanente. O controlador de histerese fornece rápida resposta transitória e o controlador preditivo fornece baixo "ripple" com freqüência de chaveamento constante. O controlador de histerese é selecionado quando for detectada uma variação grande no erro de corrente; é claro que no caso contrario é ativado o controlador preditivo. A técnica foi validada através de resultados de simulação.

O controlador de histerese com freqüência de chaveamento constante foi proposto em 1990 por Malesani e Tenti [11]. Suas características são o chaveamento constante utilizando a técnica PLL ("phase locked loop") e a utilização de um algoritmo para eliminar a interferência entre fases. A desvantagem deste método é a alta dependência do controlador com os parâmetros da carga, além da necessidade de um hardware de grande complexidade.

O controlador de corrente com modulação delta foi proposto por Lorenz e Divan [12] também em 1990. Neste trabalho eles introduziram o princípio de modulação delta aplicado a inversores trifásicos com enlace CC ressonante e este novo enfoque de regulação de corrente oferece a vantagem de sensibilidade reduzida a parâmetros e rastreio preciso do sinal de comando. Neste método as chaves de potência mudam de estado com tensão zero permitindo freqüências de chaveamento altas. Este sistema é muito utilizado em aplicações nas quais se deseja fonte de potência ininterrupta. Jacobina et al [13], utilizando a técnica de Navae et. al. [7] desenvolvida para máquina síncrona de ímã

permanente, analisaram, por meio de simulação digital, o controlador de histerese vetorial e os controladores discretos PI e preditivo, aplicados ao motor de indução sob orientação do fluxo de rotor. O controlador PI síncrono, como era esperado, mostrou-se superior ao controlador preditivo já que não introduz erro de rastreio nas correntes.

Em 1991 Holtz e Bube [14] apresentaram um *controlador preditivo em coordenadas síncronas*, no qual os harmônicos da componente de corrente responsável pelo campo é deixada livremente enquanto a corrente responsável pelo torque é limitada a uma faixa retangular. Os tempos para conseguir as trajetórias ótimas da corrente em quadratura são computados "off-line". Em conseqüência o sistema produz mínimo chaveamento. Uma segunda implementação deste método, considerando o cálculo "on-line" dos tempos ótimos, foi feita por Khambadkone e Holtz [15], em 1992. As desvantagens deste método continuam sendo as mesmas do método preditivo convencional, ou seja, a freqüência de chaveamento variável e a dependência dos parâmetros do sistema.

Também em 1991, mais dois artigos são publicados visando controle da corrente baseado no controle do vetor de tensão, o de Miki et al [16] e de Bem-Brahim e Kawamura [17]. Miki et al apresentaram um novo método para controlar correntes baseado no vetor de erro de tensão. Este método usa as amostras de corrente e o vetor de corrente de referência para calcular o vetor de tensão de erro. Estes vetores são escolhidos para diminuir as variações das correntes. Este trabalho também apresenta um novo método para compensar o atraso de amostragem das correntes. Por sua vez, Bem-Brahim e Kawamura implementaram um observador de fluxo preditivo com seleção de pólos variáveis. O observador proposto é usado para implementar um regulador de corrente "deadbeat" baixo controle por campo orientado. O sistema de controle fornece baixo "ripple" de corrente e torque com baixa freqüência de chaveamento.

Em 1992, Oh et al [18] apresentaram um modelo discreto de um controlador de corrente que não depende da força contra-eletromotriz. Este método usa a estratégia "deadbeat" para reduzir, de forma rápida, os erros de correntes como também estabilizar o sistema de malha fechada com a variação dos parâmetros da carga R-L passiva dentro de uma região de estabilidade pré-determinada.

Em 1993, Oliveira et al [19] realizam uma resenha dos diversos métodos de implementação do algoritmo do controle preditivo de corrente para máquinas elétricas CA e CC. Foram apresentados resultados de simulação para um motor de indução, enquanto os resultados experimentais restringiram-se a um motor CC.

Em 1994, Holtz e Beyer [20] apresentaram o *método de rastreio de trajetória* ("tracking") para gerar um modulador PWM ótimo. Este tipo de controlador foi realizado para compensar os atrasos entre o sinal de referência de tensão e a forma de onda de saída chaveada, durante o regime transitório. Este erro de modulação dinâmico é geralmente evidente em motores de grande porte acionados com baixas freqüências de chaveamento. O método de rastreio de trajetória usa as trajetórias do vetor de corrente em regime estacionário computadas a partir das seqüências de chaveamento ótimas. O controlador detecta se o vetor de corrente atual se desvia da referência dada na operação transitória da máquina de indução. As freqüências de chaveamento típicas neste método são da ordem de 200 Hz.

Em 1994, Le-Huy et al [21] implementaram um controlador de corrente preditivo em tempo real para motores síncronos de ímã permanente. O controlador possui em paralelo um integrador para compensar as imprecisões do modelo do motor, tais como as variações de seus parâmetros e a variação da tensão CC. A proposta utiliza modulação vetorial para fornecer freqüência de chaveamento constante. Zhan e Hardan [22] mostraram um controlador de corrente preditivo usando um novo método de minimização do erro de "tracking" das correntes de estator. Foi definida uma função de custo para obter o tempo de chaveamento máximo que minimiza os erros de corrente dentro de uma faixa pré-definida do mesmo modo que o método convencional.

Em 1995, Bhattacharya et. al. [23] propuseram um novo tipo de *controlador preditivo linear com freqüência de chaveamento constante* e realizava a modulação de vetores espaciais. Este novo método minimiza os erros de corrente de alta e baixa freqüência e pode operar com baixas indutâncias de carga. Adicionalmente o trabalho inclui uma implementação analógica do modulador para liberar o processador digital de sinal da função de gerar os sinais de controle do inversor.

Em 1996, Kruker [24] apresentou um estudo sobre os efeitos dos atrasos no cálculo do vetor de tensão, para o controlador preditivo de corrente, devido ao tempo de computação. É apresentada uma lei de controle que elimina os efeitos indesejados do tempo de computação. Adicionalmente, são introduzidos procedimentos para a estimação e predição da força contra-eletromotriz.

Em 1996, Ribeiro et. al. [25] apresentaram um controlador de corrente PI síncrono com modulador PWM Pseudo aleatório. Este tipo de modulação, como é sabido, permite a redução dos ruídos acústicos e vibrações dos moduladores convencionais. Foi proposta uma metodologia de projeto do controlador de corrente utilizando a menor freqüência de chaveamento do modulador. Os resultados de simulação e experimentais obtidos comprovaram a utilidade prática da modulação PWM aleatória em acionamento de máquinas elétricas.

Em 1997, Torrico J. e Bim E. [58], [59], apresentaram uma implementação digital em DSP de um controlador de corrente de histerese PWM vetorial. Foi implementado um núcleo de tempo real para gerenciar os algoritmo de controle de corrente e o controle vetorial por orientação direta do fluxo de estator, na qual o vetor fluxo de estator é determinado a partir das correntes e tensões de estator medidas por meio de sensores. Os resultados experimentais apresentados mostraram o bom desempenho dinâmico do sistema implementado.

Em 1998, Khambadkone e Holtz [26] adotaram um enfoque de estrutura variável para compensar o "ripple" do torque e as perdas harmônicas em regime estacionário e fornecer rápida resposta dinâmica durante transitórios. Este método utiliza um controlador de histerese para os transitórios e um controlador PI síncrono trabalhando em regime estacionário. Quando é detectada uma variação grande no componente em quadratura da corrente de estator, o sistema é operado pelo controlador não linear e, em regime estacionário, o sistema passa a operar com o controlador PI síncrono. O sistema mostra resultados experimentais utilizando micro-controlador.

Em 2000, Torrico J. e Bim E. [54], projetaram um controlador preditivo de corrente de alto desempenho para o acionamento de um inversor trifásico alimentando um motor de indução. O controlador utiliza a estratégia de modulação de vetores espaciais. A força contra-eletromotriz é calculada a partir do modelo do motor e com essa informação é obtida a trajetória do vetor de corrente para alcançar o próximo valor do vetor de referência de corrente. Os resultados obtidos mostraram o bom desempenho do sistema.

2.3 Métodos convencionais de análise de controladores de corrente

O comportamento dinâmico da malha de regulação de corrente foi considerado ideal em muitos trabalhos iniciais que estudaram a dinâmica do controle por orientação de campo. A maioria deles assumiu que a corrente de estator seguia exatamente a corrente de referência [27], [28], [29], isto é, a largura de faixa do regulador de corrente era infinita. Os estudos apresentados, na seqüência, discutem as limitações da malha de corrente e as ferramentas de projeto das mesmas, no que diz respeito ao controle.

Em 1982 Schauder e Caddy [30] apresentaram uma completa análise dos controladores de corrente seno-triângulo, utilizando o modelo clássico do controlador de corrente PI alimentando um motor de indução com velocidade constante. Através do "root locus" concluiu-se que o regulador estacionário clássico tem problemas inerentes com ganhos não infinitos, devido ao fato de regular grandezas senoidais. O fato mais relevante deste artigo foi a conclusão de que a regulação de corrente poderia ser executada em qualquer sistema de referência. Foi proposto então, um regulador de corrente no sistema de referência do rotor que mostrou melhor regulação de corrente em regime permanente com altas freqüências de operação, sem a necessidade de grandes ganhos do compensador.

Em 1984 Brod e Novotny [31] compararam diferentes tipos de reguladores de corrente e executaram uma análise no domínio da freqüência do regulador de corrente do tipo seno-triângulo alimentando um motor de indução. O controlador foi modelado por fase e foi usado conjuntamente com um modelo de transitório por fase da máquina de indução. Este modelo prevê razoavelmente a largura de faixa do controlador, mas não prevê nenhum dos problemas de regime estacionário do regulador ou problemas devido à interação com os circuitos do rotor.

Em 1998, Harnefors e Nee [32] apresentaram o método de controle do modelo interno aplicado ao controle das correntes de máquinas CA, ou seja, as máquinas síncronas de ímã permanente e as de indução. Assumindo controle vetorial, o método proposto calcula os ganhos proporcional e integral do controlador de corrente síncrono PI que são expressos diretamente em função dos parâmetros da máquina. Este método simplifica o projeto do controlador reduzindo a necessidade de testes de ensaio e erro.

No mesmo ano de 1998, Ohm e Oleksuk [33] propuseram critérios práticos para o projeto de reguladores digitais de corrente para acionamentos de motores síncronos de ímã permanente. Estes critérios definem a largura de faixa em função do desempenho desejado, as vantagens dos reguladores síncronos sobre os reguladores estacionários e a máxima largura de faixa para uma freqüência de chaveamento definida. E adicionalmente é analisada a influência de parâmetros no regulador de corrente.

Em 1999, Zmood et. al. [34] apresentaram um estudo no domínio da freqüência dos controladores PI de corrente. A técnica apresentada interpreta as transformações entre os sistemas estacionário e síncrono como processos de modulação no domínio da freqüência que translada a função de controle de uma parte do espectro de freqüência à outra. Esta técnica é usada para comparar os reguladores PI síncronos e estacionários em um processo comum para entender as vantagens do regulador síncrono. O artigo propõe ainda um novo controlador estacionário ressonante, que assegura erro zero em regime estacionário. Os autores consideram que o desempenho deste novo regulador é equivalente ao regulador PI síncrono.

Também em 1999, Briz et. al. [35] mostraram a análise e o projeto de reguladores de corrente para cargas CA usando a notação de vetores complexos. Foi estudada a regulação de corrente do motor de indução analisando as capacidades do regulador de corrente de rejeição a distúrbios e de rastreio ("tracking") do sinal de comando. O uso da notação vetorial complexa e a generalização das ferramentas de controle clássicas como "root locus", funções de resposta em freqüência para vetores complexos fornecem uma forma de comparar o desempenho de diferentes topologias do controlador. São mostradas as limitações no desempenho do regulador de corrente síncrono fornecendo várias formas de melhorar seu desempenho.

2.4 Controladores de corrente baseados em redes neurais e lógica "fuzzy"

O primeiro artigo que trata da aplicação das redes neurais ao controle de conversores de potencia é o de Harashima et al. [36] em 1989. É proposta uma rede neural para o controle das correntes de um inversor trifásico. O controlador é considerado como uma classe de mapeamento de dados não lineares de entradas analógicas e saídas digitais. Foi realizada a substituição dos comparadores do controlador de histerese convencional por uma rede neural de três camadas obtendo correntes com menor "ripple", menor freqüência de chaveamento e mais tolerante a falhas na etapa de realimentação de correntes. A validação do sistema foi realizada por simulação.

Em 1990, Ito et. al. [37] apresentaram uma rede neural configurada como filtro adaptativo para controlar as correntes de um inversor trifásico alimentando uma carga RL. Foi estudada a estabilidade da rede neural e definida uma região de estabilidade considerando as variações da impedância da carga. Os ganhos do controlador foram compensados em função das flutuações da impedância da carga do inversor. Também foram compensados os atrasos necessários para os cálculos no controlador.

Em 1991, Song et. al. [38] apresentaram um controlador de corrente com aprendizado adaptativo usando rede neural. O objetivo deste controlador é minimizar o "ripple" da corrente em um inversor com freqüência de chaveamento constante. O critério de aprendizado é selecionado segundo as magnitudes e sinais dos erros das correntes. O trabalho apresenta resultados de simulação. No mesmo

ano Buhl e Lorenz [39] apresentaram resultados de implementação experimental de um controlador de corrente baseado em redes neurais. Foi feita a comparação entre três métodos de implementação do controlador: o método preditivo convencional, o controlador de rede neural com treinamento baseado nos erros das seqüências de chaveamento e o controlador de rede neural treinado, com os erros das correntes de linha. São apresentados resultados de simulação e também resultados experimentais baseados em um "hardware" híbrido analógico/digital. O sistema foi testado experimentalmente em regime estacionário com a rede treinada com dados de simulação.

Em 1992, Min et. al. [40] utilizaram um controlador fuzzy para substituir o regulador PI do controlador de corrente de rampa estacionário. O controlador fuzzy foi projetado para minimizar o "ripple" das correntes do estator utilizando freqüência de chaveamento constante, sendo as entradas do controlador o erro e a variação do erro das correntes, enquanto as saídas foram os tempos ótimos de chaveamento do modulador.

Em 1993 Kazmierkowski et. al. [41] estudaram, através de simulação digital, a substituição dos controladores PI de corrente linear estacionário. Foi apresentado um estudo comparativo mostrando o desempenho do controlador de rede neural com relação ao mesmo usando PI. Também, são discutidas as possibilidades de aprendizado e a robustez à variação de parâmetros. A rede neural opera como filtro digital com a finalidade de sintonizar o ganho do controlador.

Também em 1993, Alsina e Gehlot [42] propuseram um neuro-controlador para as correntes de estator do motor de indução alimentado por inversor. A estratégia de controle foi chamada "one-stepahead" e usa o modelo tensão de entrada – corrente de saída do motor de indução. A rede neural foi usada para identificar a inversa dinâmica (relação saída – entrada) necessária para implementar o controlador. Foram apresentados resultados de simulação com formas de onda senoidais.

Em 1994, Seidl et. al. [43] mostraram um método de otimização baseado em redes neurais para gerar o índice de modulação ótimo nos controladores de corrente lineares baseados em controlador PI estacionário. É apresentado um enfoque baseado em vetores espaciais para produzir controle "deadbeat". O controlador usa uma rede neural de 4 neurônios por fase e e implementado em cascada com um regulador PI estandar para melhorar o erro quadrático médio da corrente.

Ainda no ano de 1994, Kazmierkowski e Sobczuk [44] mostraram uma versão melhorada da rede neural de Harashima et. al. [36], sendo que a rede neural foi treinada "off-line" para regular as correntes do inversor PWM trifásico. Foi mostrado que a rede neural "feedforward" não pode implementar histerese pela falta de realimentação e, portanto, tem um desempenho similar ao dos

convencionais reguladores delta que não podem aplicar vetor zero. Para superar este problema os sinais de saída da rede neural são amostrados com um deslocamento de fase de $2\pi/3$ e esta nova implementação do regulador permite selecionar vetores zero e escolher os vetores ativos adjacentes.

Em 1995, Tzou [45] apresentou um controlador fuzzy para sintonizar os parâmetros do regulador PI para produzir baixa distorção harmônica na corrente do estator em regime estacionário. O esquema de controle proposto gera seqüências PWM quase-ótimas. São apresentados resultados experimentais.

Também em 1995, Lin e Hwang [46] obtiveram um quadro comparativo entre o controlador PI fuzzy, o controlador de histerese convencional e o controlador neural. Os resultados mostraram em melhor desempenho do controlador de corrente com rede neural devido principalmente a capacidade de treinamento, embora o controlador fuzzy possua a vantagem de simples implementação.

Em 1996, Dzieniakowski e Grabowski [47] propuseram um controlador de corrente baseado em lógica fuzzy, cujas saídas alimentavam o modulador de vetores espaciais. Foi implementado um controlador fuzzy de duas camadas paralelas, uma responsável pelo controle dinâmico e a outra pelo controle estático. As duas trabalham separadamente, uma lógica adicional seleciona qual camada deve atualizar a entrada do modulador. Foram apresentados resultados de simulação comparando a resposta do controlador de corrente fuzzy com o controlador de corrente delta convencional.

Em 2000, Torrico J. e Bim E. [52], projetaram um controlador "fuzzy" de corrente para inversor trifásico com modulação de vetores espaciais. A modulação de vetores espaciais foi implementada utilizando o método árvore de decisão. Foram fornecidos os critérios de projeto do controlador "fuzzy" e foi realizada uma comparação com o controlador de histerese vetorial. O uso de lógica "fuzzy" dispensa o conhecimento da força contra-eletromotriz da máquina de indução e requere menos processamento no DSP. Resultados de simulação foram apresentados mostrando o bom desempenho do sistema. No mesmo ano, Torrico J. e Bim E. [55] apresentaram outro enfoque do controlador "fuzzy" anterior utilizando o método convencional de implementação de vetores espaciais baseado em índice de modulação e ângulo do vetor espacial de tensão de referência.

Com referência às implementações do modulador de vetores espaciais pode-se mencionar, ainda, o artigo de Van Der Broeck H. et. al. [50], que introduziu o algoritmo de modulação de vetores espaciais utilizando o conceito de índice de modulação e o artigo de Krah J. e Holtz J. [51], que propuseram o método de árvore de decisão que evita o cálculo da função seno requerida até então. Torrico J. et al. [56], apresentaram uma implementação eficiente do modulador de vetores espaciais que demandava pouco tempo de processamento do CPU. Foram discutidas considerações práticas de

implementação e foram mostrados resultados de implementação experimental em DSP. A estratégia apresentada em [56] foi aplicada por Lins et al. [57] em um controlador "fuzzy" direto de torque. Os resultados obtidos mostraram o bom desempenho dinâmico do sistema.

2.5 Classificação dos controladores de corrente

Embora existam diversas formas de classificar os controladores de corrente para motores, neste trabalho foram classificados em dois grupos: os controladores de freqüência de chaveamento constante e os de freqüência variável. São de freqüência constante os controladores PI estacionário, PI síncrono, de realimentação de estados, preditivo, o "deadbeat" e o de modulação delta. Com exceção do controlador de modulação delta, eles são conhecidos como controladores lineares. Por sua vez, o grupo dos controladores de freqüência de chaveamento variável, conhecidos também como não lineares, é composto por controladores de histerese, preditivo, os otimizados "on-line" e por aqueles baseados em redes neurais e lógica "Fuzzy".

2.5.1 Controladores de freqüência de chaveamento constante

Nas subseções seguintes são apresentadas as características de cada um dos controladores de freqüência fixa, a partir da leitura de artigos encontrados na literatura afim e considerados representativos.

2.5.1.1 Controladores PI estacionário e síncrono

Os controladores de corrente com freqüência de chaveamento constante, com exceção do modulador delta, também podem ser classificados como sendo controladores lineares. Estes controladores possuem características próprias que permitem um projeto sistemático.

Os controladores lineares operam com moduladores convencionais PWM de tensão e, neste esquema, a modulação de tensão e a compensação do erro de corrente são independentes. Este conceito permite explorar as principais vantagens dos moduladores de malha aberta (PWM senoidal, modulador de vetores espaciais e modulação PWM ótima) tais como: freqüência de chaveamento constante, espectro de harmônicos bem definido, ótimo patrão de chaveamento e maior utilização do enlace CC. Os controladores lineares também permitem realizar o projeto de forma independente de cada parte da estrutura de controle, assim como também executar facilmente o teste de malha aberta do inversor e carga. Embora as propriedades em regime permanente dos controladores lineares sejam excelentes, as suas propriedades dinâmicas são inferiores as dos controladores de histerese.

Os controladores de corrente PI estacionário convencional usam três controladores PI para produzir as tensões de comando de um modulador senoidal PWM. Este método realiza a comparação
dos sinais gerados pelo PI, Va*, Vb* e Vc* com o sinal da onda portadora triangular para gerar os sinais Sa, Sb e Sc que, por sua vez, comandam as chaves do inversor, como ilustrado na Figura 2.2.



Figura 2.2- Controlador PI estacionário.

Enquanto a parte integral do regulador PI minimiza os erros em baixa freqüência, o ganho proporcional e a posição do zero estão associados à amplitude da ondulação. A máxima inclinação dos sinais de comando Va*, Vb* e Vc* nunca deve exceder a inclinação da portadora triangular. Este método tem como desvantagem o fato da ondulação da corrente causar cruzamentos indesejados na onda triangular, acionando desta maneira, as chaves erroneamente. Como conseqüência, o desempenho do controlador é somente satisfatório se os harmônicos significativos dos sinais de comando forem limitados a uma freqüência muito inferior a da portadora (< 1/10). A desvantagem principal desta técnica é o inerente erro de rastreio ("tracking"), entre as correntes de referência e as correntes reais (amplitude e fase). Para corrigir este problema podem ser usados circuitos PLL (phase-locked loop) ou compensação "feedforward".

O controlador PI síncrono é recomendado para os acionamentos de motor CA controlado por orientação de campo. Neste sistema, os componentes síncronos das correntes do estator I_{sq} e I_{sd} são grandezas CC e, dessa forma, os reguladores PI reduzem os erros da componente fundamental a zero.

A Figura 2.3 mostra o controlador síncrono com dois reguladores PI, um para o componente direto e outro para o componente em quadratura do sistema de referência síncrono d-q.



Figura 2.3- Controlador PI Síncrono.

Este controlador síncrono também pode ser transformado para o sistema estacionário, de coordenadas α - β . A Figura 2.4 mostra esta implementação, neste caso o controlador depende da freqüência fundamental das correntes do motor.



Figura 2.4- Controlador Síncrono PI em Coordenadas Estacionárias.

2.5.1.2 Controlador de Realimentação de Estados

Os reguladores convencionais PI podem ser substituídos por um controlador de realimentação de estado operando em coordenadas estacionárias ou síncronas, sendo que eles usam as equações de estado do motor para gerar o vetor de tensão de referência que minimize o erro do vetor de corrente. A Figura 2.5 mostra este controlador operando em coordenadas síncronas d-q e é sintetizado com base na teoria de realimentação de estado linear e multi-variável.

A matriz de ganho de realimentação (K_1) é derivada utilizando a técnica de alocação de pólos, para garantir o suficiente amortecimento. Com a parte integral (K_2) , o erro estático pode ser reduzido a zero, mas o erro transitório pode ser muito grande. Portanto, os sinais "feedforward" para as entradas de referência (K_f) e as entradas de distúrbio (K_d) são adicionadas ao controle realimentado.O algoritmo de controle garante sempre a compensação dinâmica correta da força contra eletromotriz e, sendo assim, o desempenho deste controlador é superior aos controladores convencionais PI.



Figura 2.5- Controlador de Realimentação de Estados.

2.5.1.3 Controlador Preditivo operando com freqüência de Chaveamento Constante

Esta técnica prediz, no início de cada período de amostragem, o próximo vetor erro de corrente baseado no erro atual, nos parâmetros R, L e força contra-eletromotriz E da carga. Com este vetor erro de corrente é gerado o vetor de tensão de referência para o modulador PWM durante o próximo período de chaveamento com o objetivo de minimizar o erro previsto.

A Figura 2.6 mostra o controlador preditivo com freqüência de chaveamento constante, neste caso, o algoritmo preditivo calcula, para cada período de amostragem T, um vetor de tensão de referência V* que forçará o vetor de corrente I_s a seguir o vetor de referência I*.



Figura 2.6- Controlador Preditivo Linear.

A tensão do inversor V e a força contra-eletromotriz E da carga são assumidas constantes durante o período de chaveamento T. O vetor de tensão calculado V* é, então, processado no algoritmo do modulador PWM. A desvantagem principal deste método é que, sendo a freqüência de chaveamento constante, a ondulação da corrente é variável não se garantindo um limite para o pico de corrente do inversor.

2.5.1.4 Controlador "Deadbeat"

Um controlador preditivo é denominado "deadbeat" quando a escolha do vetor de tensão é realizada para eliminar o erro no final do período de amostragem. Estes controladores usualmente requerem o uso de observadores ou outros blocos de controle que freqüentemente podem ser compartilhados com o controle de todo o sistema. O diagrama de blocos é similar ao do controlador preditivo.

2.5.1.5 Controlador de Corrente com Modulação Delta

No controlador de corrente com modulação delta, o processo de chaveamento está restringido aos instantes discretos T nos quais os pulsos do enlace CC são nulos. Esta técnica de chaveamento com tensão zero é conhecida como "soft-switching" e é utilizada em conversores trifásicos com enlace CC

ressonante. A Figura 2.7 mostra este tipo de controlador, sendo o diagrama muito similar ao controlador de histerese, mas com princípio de operação bastante diferente. Quando o sistema entra em operação, os comparadores detectam o sinal de erro e as suas saídas amostradas a uma freqüência fixa fornecem um estado constante para o inversor durante cada intervalo de amostragem. Esta técnica de modulação é denominada de modulação discreta para se diferenciar da modulação continua, que é o caso da modulação PWM convencional. Na modulação discreta são gerados vetores de tensão básicos durante cada período fixo de amostragem.

A desvantagem deste sistema de modulação discreta é a geração de uma quantidade considerável de sub-harmônicos. Assim para obter bons resultados o modulador delta deve chavear com uma freqüência de aproximadamente 7 vezes superior à do modulador PWM. As vantagens do modulador delta são a sua simplicidade de implementação e a robustez relativa à variação dos parâmetros da carga.

A freqüência de chaveamento neste modulador é limitada pela freqüência de amostragem f_s, devido ao "sample and hold" (S&H). Embora as amplitudes dos harmônicos de corrente sejam variáveis, elas podem ser determinadas pelos parâmetros da carga, pela tensão do lado CC, pela tensão do lado CA e pela freqüência de amostragem.



Figura 2.7- Esquema Básico do Controlador de Corrente com Modulação Delta.

2.5.2 Controladores de freqüência variável

O grupo de controladores de corrente de freqüência variável inclui histerese, controladores otimizados "on-line" e controladores baseados em redes neurais e lógica "fuzzy".

2.5.2.1 Controlador de histerese

Os esquemas de controle de histerese são baseados em uma malha de realimentação não linear com comparadores de histerese de dois níveis. A Figura 2.8 mostra o diagrama de blocos do controlador de histerese convencional. Os sinais de chaveamento Sa, Sb e Sc são produzidos diretamente quando o erro excede uma faixa de tolerância "h" designada.

Entre as principais vantagens do controlador de corrente de histerese são a simplicidade, a destacada robustez, a ausência de erros de rastreio, independência com a variação dos parâmetros da carga e excelente dinâmica que somente é limitada pela freqüência de chaveamento e pela constante de tempo elétrica da carga. A desvantagem principal destes controladores é a dependência da freqüência de chaveamento do conversor com os parâmetros da carga e com a variação da tensão chaveada CA; além disso, o inversor deve ser cuidadosamente protegido contra a operação em ciclo limite.



Figura 2.8- Diagrama de blocos do controlador de histerese de dois níveis.

Os controladores de histerese permitem manter a corrente exatamente na faixa de tolerância, exceto em sistemas sem neutro, nos quais os erros instantâneos podem alcançar o dobro do valor da faixa de histerese. Isto é devido à interação do sistema com os três controladores independentes. A mudança do estado do comparador de uma fase influencia a tensão aplicada à carga nas outras duas fases. Mas, se os três erros forem considerados como vetores espaciais, o efeito da interação poderá ser compensado.

Também podem ser usados comparadores de histerese de três níveis com "lookup table" para diminuir a freqüência de chaveamento com a apropriada seleção de vetores de tensão zero.

A histerese pode ser implementada em coordenadas síncronas e, neste caso, a faixa do erro é retangular e o controlador possibilita a seleção independente de harmônicos, escolhendo diferentes valores de histerese para os componentes d-q. Esta propriedade pode ser usada para a minimização da ondulação do torque em acionamentos de motores CA com controle vetorial, colocando a faixa do componente de corrente responsável pelo torque menor do que aquela definida para o componente de corrente de fluxo.

Os controladores de histerese podem também ser implementados com freqüência de chaveamento constante utilizando faixas de histerese variável.

2.5.2.2 Controlador Preditivo com Mínima Freqüência de Chaveamento e controlador de rastreio de trajetória

O conceito do algoritmo preditivo baseia-se na análise de vetores espaciais dos controladores de histerese. O controlador de histerese convencional composto por três controladores independentes, um para cada fase, com faixa de tolerância constante, produz uma fronteira hexagonal, limitando o erro de corrente ao plano estacionário α – β .

Usando um enfoque geral, a área de fronteira pode assumir formas diferentes, cujo centro é determinado pelo vetor corrente de referência. Quando o vetor de corrente do estator alcança um ponto da curva de erro, são calculadas sete possíveis trajetórias de corrente, cada uma correspondente a uma posição dos vetores de tensão do inversor. Finalmente, é escolhido o vetor de tensão que minimiza a freqüência média de chaveamento do inversor.

A Figura 2.9 mostra o diagrama de blocos do controlador preditivo que opera com a mínima freqüência de chaveamento.



Figura 2.9- Controlador Preditivo com Mínima Freqüência de Chaveamento.

O controlador preditivo pode ser implementado em coordenadas estacionárias ou girantes. Assim como o controlador de histerese de três níveis operando em coordenadas d-q, a seleção de uma curva de erro retangular com maior longitude na direção do fluxo do rotor permite uma redução adicional da freqüência de chaveamento.

Conforme foi comentado anteriormente, o controlador preditivo de mínima freqüência de chaveamento é um controlador de freqüência variável que, inicialmente, foi projetado para operar com baixas freqüências de chaveamento; o algoritmo do preditivo calcula o próximo vetor de referência de tensão para manter o erro de corrente no máximo tempo possível dentro de uma área de erro pré-definida. Devido a esta última característica, o controlador preditivo de mínima freqüência de chaveamento é considerado também um método otimizado.

Para analisar o principio de funcionamento do controlador, é considerado o controlador alimentando um motor de indução trifásico, como desenvolvido no capítulo subseqüente.

2.5.2.3 O controlador de rastreio de trajetória ("trajectory tracking control")

Ele combina uma sequência PWM otimizada "off-line" para operação em regime estacionário com uma otimização "on-line" para compensar os erros de rastreio dinâmico das correntes do conversor.

Esta estratégia possui um bom comportamento dinâmico e estacionário, mesmo em baixas freqüências de chaveamento.

2.5.2.4 Controladores de corrente usando técnicas de inteligência artificial

As principais vantagens das redes neurais são o processamento paralelo, a capacidade de aprendizado, a robustez e a generalização e, sendo assim, elas podem ser efetivamente usadas para controlar corrente. Por sua vez, a lógica difusa permite projetar controladores baseados na experiência acumulada.

A rede neural pode ser projetada para substituir os diversos tipos de controladores lineares ou nãolineares. Dependendo do desempenho desejado, pode ter informações dos erros atuais e passados de corrente, tensões CA ou tensão CC, etc. As saídas das redes neurais podem ser os sinais de chaveamento ou os de comando para alimentar o modulador.

Um exemplo do uso da rede neural para o controle das correntes do inversor com enlace CC ressonante é ilustrado na Figura 2.10. Neste caso a rede neural define o chaveamento a partir das informações fornecidas pelos erros das correntes e pelo modelo da carga.



Figura 2.10- Controlador de Rede Neural para o Inversor com enlace CC ressonante (RDCL).

Os reguladores "fuzzy" também podem ser usados para substituir os reguladores PI síncronos e estacionários ou ainda para implementar algumas funções dos controladores não lineares. Além disso,

eles também são convenientes em sistemas nos quais as condições de operação do acionamento e a carga são bastante conhecidas pela experiência humana.

2.6 Proposta da tese

Os objetivos principais desta tese são o estudo, a análise e a implementação de métodos de controle de corrente para a máquina de indução com controle vetorial indireto. Baseado neste estudo apresentam-se duas propostas de controladores de corrente para a máquina de indução.

A primeira proposta utiliza a equação da máquina de indução para implementar um controlador preditivo síncrono, para obter freqüência de chaveamento constante, adota a modulação de vetores espaciais.

A segunda proposta abandona o modelo da máquina e implementa um controlador "fuzzy" de corrente para gerar as tensões de referência necessárias ao modulador.

Apresenta-se adicionalmente uma avaliação do desempenho dos controladores propostos comparando-os com os convencionais através de análise e resultados experimentais.

Por último relata-se as etapas de projeto dos controladores assim como as suas vantagens, desvantagens, testes dinâmicos e nível de complexidade da implementação experimental.

Capítulo 3

CONTROLADORES PI, PREDITIVO E "FUZZY" DE CORRENTE

3.1 Introdução

A grande variedade de métodos de controle de corrente para cargas CA trifásicas reportados na literatura é devido às continuas exigências de mercado da indústria moderna de acionamentos de alto desempenho, particularmente para motores de indução e síncronos de imãs permanentes. O desempenho dinâmico do controle vetorial está estreitamente vinculado ao desempenho da malha interna de corrente; se a largura de faixa desta malha for infinita, a dinâmica do torque estará perto da ideal.

Embora o estado da arte do controlador de corrente esteja avançado, as novas aplicações em acionamentos exigem alto desempenho e, sendo assim, é constante a procura de novas estratégias para resolver o problema de controle da corrente.

O objetivo deste capítulo é apresentar os princípios de funcionamento dos principais controladores encontrados na literatura voltados para o foco da tese assim como apresentar dois novos enfoques de controladores de corrente, um para o preditivo síncrono e outro para o controlador fuzzy de corrente. No primeiro, é proposta a implementação de um algoritmo geral, independendo do fato do motor operar com ou sem orientação de campo; o segundo se utiliza das informações do erro e da acumulação de erro, ao invés do erro e da variação de erro, para um melhor desempenho do controlador fuzzy.

Nas seções 3.2 e 3.3 são apresentadas as equações da carga R-L e as da máquina de indução, respectivamente. Em 3.4 é feita uma descrição da modulação por vetores espaciais que usa o método árvore de decisão, ficando para as seções subseqüentes 3.5, 3.6, 3.7, 3.8 e 3.9 a descrição do principio de funcionamento dos controladores PI estacionário, PI síncrono, preditivo com mínima freqüência de chaveamento, preditivo com freqüência de chaveamento constante e o controlador "fuzzy", respectivamente.

3.2 Equações da carga R-L [35]

Aplicações como UPS (uninterruptable power supply), no-breaks, etc. utilizam cargas passivas R-L. Os controladores de corrente podem ser aplicados às cargas R-L, às máquinas de indução ou às máquinas síncronas de ímãs permanentes. Para realizar o estudo do desempenho dinâmico do controlador de corrente com carga R-L, é necessário definir os parâmetros e variáveis utilizados na equação da carga:

$$\vec{V}_{s\alpha\beta} = R_s \vec{I}_{s\alpha\beta} + L_s \frac{d(\vec{I}_{s\alpha\beta})}{dt}$$
(3.1)

Onde:

R_s é a resistência de cada bobina

 L_s é a indutância por fase.

 $\vec{V}_{s\alpha\beta}$, $\vec{I}_{s\alpha\beta}$ são os vetores espaciais de tensão e corrente em coordenadas estacionárias $\alpha - \beta$.

Para efeitos da implementação da função de transferência do controlador de corrente, é vantajoso transformar a Equação 3.1 para coordenadas síncronas, porque neste sistema de coordenadas as

variáveis I_{sd} e I_{sq} aparecem em regime como magnitudes CC. Desse modo, é possível realizar os testes clássicos de resposta ao degrau para verificar o comportamento transitório do sistema controlador-carga assim como os erros de regime permanente.

Utilizando a transformação $\alpha\beta \rightarrow dq$ [44], a conversão de um vetor complexo $\vec{f}_{\alpha\beta}$ para coordenadas síncronas é realizada mediante a Equação (3.2).

$$\vec{\mathbf{f}}_{dq} = \left(\vec{\mathbf{f}}_{\alpha\beta}\right) e^{-j\omega} e^{t} \tag{3.2}$$

na qual ω_e a freqüência síncrona atual do sistema.

Substituindo a Equação (3.2) na Equação 3.1 obtém-se a Equação (3.3) da carga R-L em coordenadas síncronas,

$$\vec{\mathbf{V}}_{sdq} = \mathbf{R}_{s}\vec{\mathbf{I}}_{sdq} + j\omega_{e}\mathbf{L}_{s}\vec{\mathbf{I}}_{sdq} + \mathbf{L}_{s}\frac{d(\vec{\mathbf{I}}_{sdq})}{dt}$$
(3.3)

A comparação entre as Equações (3.1) e (3.3) mostra que esta última possui um termo adicional complexo j $\omega_e L_s I_{sdq}$, que é obtido a partir da derivada do termo exponencial. O fator j implica que a componente em quadratura do vetor tensão de estator depende da componente direta do vetor corrente de estator e a componente direta do vetor tensão de estator depende da componente em quadratura do vetor corrente de estator. Este fenômeno, conhecido como acoplamento cruzado, gera interferências na resposta do controlador, e devido a este fato, é necessária a correta estimação da freqüência síncrona ω_e incluída no termo de acoplamento das equações da carga R-L a partir das variáveis medidas. Uma boa aproximação no cálculo de ω_e é um dos requisitos para que o controlador apresente o comportamento desejado.

3.3 Equações da Máquina de Indução [49]

A máquina de indução é um sistema não linear multi-variável, diferenciando-se da carga R-L passiva pela interação entre estator e o rotor, que determina um comportamento dependente do ponto

de operação (fluxo, torque, velocidade). Podemos dizer que a máquina de indução é uma carga R-L ativa.

No caso do controlador de corrente alimentar uma máquina de indução, as funções de transferência em coordenadas d-q permitem observar a influência e o grau de acoplamento entre as componentes de eixo direto I_{sd} e em quadratura I_{sq} . As variáveis I_{sd} e I_{sq} , quando a malha externa é o controle vetorial, estão associadas diretamente às magnitudes de fluxo e torque respectivamente, permitindo a realização de uma análise do sistema com maior profundidade.

As Equações da máquina de indução em coordenadas girantes arbitrárias ω_k são [49]:

$$\vec{V}_{s} = R_{s}\vec{I}_{s} + \frac{d\vec{\lambda}_{s}}{dt} + j\omega_{k}\vec{\lambda}_{s}$$
(3.4)

$$\vec{\lambda}_{\rm s} = {\rm L}_{\rm s} \vec{\rm I}_{\rm s} + {\rm L}_{\rm m} \vec{\rm I}_{\rm r} \tag{3.5}$$

$$\vec{\lambda}_{\rm r} = L_{\rm m} \vec{\rm I}_{\rm s} + L_{\rm r} \vec{\rm I}_{\rm r} \tag{3.6}$$

$$0 = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_m)\vec{\lambda}_r$$
(3.7)

na qual:

 ω_k é a freqüência de giro do sistema de coordenadas $(x-y)_k$, em radianos elétricos por segundo, mostrado na Figura 3.1.

 ω_m é a velocidade mecânica do eixo do rotor em radianos elétricos por segundo.

R_s, R_r resistências por fase do estator e rotor respectivamente

L_s, L_r indutâncias próprias do estator e rotor respectivamente

L_m indutância de magnetização trifásica

 $\vec{\lambda}_s$, $\vec{\lambda}_r$ vetores espaciais dos fluxos de estator e rotor respectivamente no sistema de referência ω_k

 \vec{V}_s , \vec{I}_r vetores espaciais de tensão e corrente de estator respectivamente no sistema de referência ω_k



Figura 3.1- Coordenadas girantes x-y

A expressão das equações da máquina de indução em função do vetor corrente de estator \vec{I}_s e do vetor fluxo de rotor $\vec{\lambda}_r$ é importante para a análise da dinâmica do sistema com controle vetorial. Esta substituição é feita utilizando as Equações (3.5) e (3.6) para eliminar o vetor corrente de rotor \vec{I}_r e o vetor fluxo de estator $\vec{\lambda}_s$ nas Equações (3.4) e (3.7). Estas operações dão como resultado as Equações (3.8) e (3.9).

$$\vec{V}_{s} = R_{s}\vec{I}_{s} + \sigma L_{s}\frac{d\vec{I}_{s}}{dt} + \frac{L_{m}}{L_{r}}\frac{d\vec{\lambda}_{r}}{dt} + j\omega_{k}(\sigma L_{s}\vec{I}_{s} + \frac{L_{m}}{L_{r}}\vec{\lambda}_{r})$$
(3.8)

$$0 = \tau_r \frac{d\lambda_r}{dt} + \vec{\lambda}_r + j\tau_r(\omega_k - \omega_m)\vec{\lambda}_r - L_m\vec{I}_s; \qquad (3.9)$$

nas quais σ , conhecido como fator total de dispersão da máquina de indução, é dado por

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r},\tag{3.10}$$

 σL_s é a indutância transitória da máquina de indução vista pelos terminais de estator, e τ_r é a constante de tempo rotórica.

3.4 Modulação de vetores espaciais [50], [51]

Geralmente em aplicações de controle de corrente, a etapa de amplificação do sinal de tensão da saída do controlador de corrente é realizada por um modulador PWM associado a um inversor trifásico. Atualmente a técnica de modulação de vetores espaciais é a mais utilizada devido, principalmente, ao fato de contar-se com hardware apropriado em DSPs comerciais. Existem duas formas de implementação do modulador de vetores espaciais utilizando DSP; a primeira utiliza uma tabela senos e cossenos do ângulo do vetor de referência de tensão e a computação desta tabela deve ser realizada antes de implementar o modulador; a segunda realiza o cálculo "on-line" dos senos e cossenos usando as próprias componentes do vetor tensão referência normalizado. Este segundo método é escolhido neste trabalho por ter um ganho de precisão nos tempos de modulação que dependem somente do número de bits do barramento de dados do processador.

Na figura 3.2 são mostrados os 8 possíveis vetores espaciais de tensão fundamentais que podem ser gerados utilizando um inversor PWM.



Figura 3.2- Posição espacial dos vetores de tensão do estator em coordenadas α-β.

São definidos 6 setores (1,2,3,4,5,6) de 60 graus cada um limitados pelos vetores ativos V_1 - V_6 , os vetores V_0 e V_7 estão alocados na origem de coordenadas.

A estratégia de modulação de vetores espaciais define um vetor espacial de referência de tensão

 \vec{v}_s^* . Combinando dois vetores espaciais fixos e consecutivos em um período de chaveamento, gerase um vetor médio que segue o vetor de referência. A Figura 3.3 ilustra este procedimento.



Figura 3.3- Vetores de chaveamento para o primeiro setor.

Para gerar um vetor médio equivalente dentro do primeiro setor, é necessário chavear os vetores \vec{v}_4 e \vec{v}_6 proporcionalmente ao ângulo formado com \vec{v}_s^* , (θ para \vec{v}_4 e ($60-\theta$) para \vec{v}_6). Os vetores \vec{v}_1 , \vec{v}_2 ,..., \vec{v}_6 são normalizados para ter magnitude unitária: \vec{u}_1 , \vec{u}_2 ,..., \vec{u}_6 . Matematicamente pode-se escrever:

$$t_4 \vec{u}_4 + t_6 \vec{u}_6 = \vec{u}^* \cdot \frac{T_s}{2}$$
(3.11)

na qual:

T_s é o período de chaveamento,

 $f_s = \frac{1}{T_s} \acute{e}$ a freqüência de chaveamento

 t_4 e t_6 são as tempos nos quais aplicam-se os vetores de tensão \vec{u}_4 e \vec{u}_6 respectivamente.

O vetor de tensão de referência normalizado \vec{u}^* em coordenadas cartesianas é expressado por:

$$\vec{u}^* = \operatorname{Re}\left\{\vec{u}^*\right\} + j\operatorname{Im}\left\{\vec{u}^*\right\}$$
(3.12)

Resolvendo (3.11) e (3.12) na duração do período de chaveamento $\frac{T_s}{2}$ são obtidos:

$$t_4 = \left(\frac{T_s}{2}\right) \left(\operatorname{Re}\left\{ \vec{u}^* \right\} - j\frac{1}{3}\sqrt{3} \operatorname{Im}\left\{ \vec{u}^* \right\} \right)$$
(3.13)

$$t_6 = \left(\frac{T_s}{2}\right) \frac{2}{3} \sqrt{3} \operatorname{Im} \left\{ u^* \right\}$$
(3.14)

Na faixa de modulação linear, a desigualdade

$$t_4 + t_6 \le \frac{T_s}{2}$$

deve ser satisfeita; o semiciclo é completado inserindo vetor zero no tempo restante.

$$t_0 = \frac{T_s}{2} - (t_4 + t_6) \tag{3.15}$$

O problema geral para os setores 1 a 6 (Figura 3.2) é resolvido deslocando o vetor \vec{u}^* de um ângulo $(S-1)\frac{\pi}{3}$ (sentido anti-horário), para S denotando o número do setor 1, 2,..., 6. O setor é identificado a partir das informações fornecidas pelo vetor de referência u* dado pelo algoritmo de controle, em três etapas: primeiro verifica-se o sinal da componente β , segundo o sinal da componente α e, terceiro, faz-se a comparação de magnitudes das componentes α e β . Se a componente u*_{β} do vetor u* é positiva, ele poderá pertencer a um dos três setores 1,2 e 3; se, ao contrário, a componente u*_{β} do vetor u* é negativa, pertencerá um dos três setores 4, 5 e 6. A segunda etapa é fornecida pela componente u_{α}; sendo u_{β} positivo e u_{α} é positiva, os possíveis setores de alocação do vetor serão 1 e 2; se u_{α} for negativa os possíveis setores serão 2 e 3; sendo u_{β} negativo, se u_{α} é positiva, os possíveis setores de alocação do vetor serão 5 e 6; se u_{α} é negativa os possíveis setores serão 4 e 5. A decisão final é tomada sabendo que

$$u_{\beta} = u_{\alpha} * \sqrt{3}$$

nas transições dos setores 1-2, 2-3, 4-5 e 5-6. Suponhamos, por exemplo, que ambas as componentes sejam positivas. Os possíveis setores seriam 1 ou 2. Se, a componente $u_{\beta} > u_{\alpha}\sqrt{3}$, o vetor u^* pertencerá ao setor 2; se o contrário, ele pertencerá ao setor 1.

Para efeitos de implementação em DSP, os tempos t_4 e t_6 são expressados geralmente de forma normalizada com relação à metade do período de chaveamento $\frac{T_s}{2}$, sendo assim pode-se escrever os seguintes tempos t_a e t_b normalizados.

$$t_{a} = \frac{2}{T_{s}} t_{4}$$
(3.16)

$$t_{b} = \frac{2}{T_{s}} t_{6}$$
(3.17)

Visando uma maior simplificação, o vetor tensão de referência \vec{u}^* é também normalizado para evitar raízes quadradas nos cálculos, isto é,

$$\vec{u}_{T}^{*} = u_{\alpha}^{*} + j u_{\beta}^{*} = \operatorname{Re}\left\{\vec{u}^{*}\right\} + j \frac{\operatorname{Im}\left\{\vec{u}^{*}\right\}}{\sqrt{3}}$$
(3.18)

na qual \vec{u}_T^* é o vetor tensão de referência depois da transformação.

Assim, os tempos t_a e t_b são computados através das componentes u_α e u_β . Este método evita as tabelas de seno da modulação de vetores espaciais convencional como também incrementa a resolução dos tempos de duração das chaves ao tamanho de palavra do processador. A duração dos tempos de aplicação dos vetores ativos para os seis setores é mostrada na Tabela 3.1. Detalhes da implementação são dados no Apêndice B.

Durações dos vecores de chaveament									
	Setor	t _a	t _b						
	1	$u_{\alpha} - u_{\beta}$	$u_{\beta} + u_{\beta}$						
	2	$u_{\alpha} + u_{\beta}$	$-u_{\alpha}+u_{\beta}$						
	3	$u_{\beta} + u_{\beta}$	$-u_{\alpha}-u_{\beta}$						
	4	$-u_{\alpha}+u_{\beta}$	$-u_\beta-u_\beta$						
	5	$-u_{lpha}-u_{eta}$	$u_\alpha-u_\beta$						
	6	$-u_{\beta}-u_{\beta}$	$u_{\alpha} + u_{\beta}$						

TABELA 3.1 Durações dos Vetores de Chaveamento

3.5 Controlador PI Estacionário

O diagrama de blocos do controlador PI estacionário em coordenadas α - β é mostrado na Figura 3.4. A utilização das coordenadas estacionárias permite que o controlador seja projetado e sintonizado de maneira independente do controle vetorial, isto é, a malha de corrente pode ser projetada e testada separadamente do controle vetorial. No entanto, a sintonização e testes finais devem ser feitos com a malha de controle vetorial externa.



Figura 3.4- Diagrama de blocos do Controlador PI estacionário.

O erro das componentes de corrente é amplificado através de dois controladores PI independentes. A simetria dos pólos e zeros do sistema é garantida quando os ganhos K_p e K_i são mantidos iguais para cada componente. As saídas do controlador são limitadas em módulo para manter a operação do modulador dentro da zona linear de operação. As componentes do vetor de tensão de referência são aplicadas à etapa de modulação.

Assumindo que as saídas do controlador PI não ativam o bloco de saturação, a Equação do controlador PI em coordenadas estacionárias é expressa por:

$$\vec{\mathbf{V}}_{\mathbf{s}\alpha\beta}^* = (\mathbf{K}_p + \frac{\mathbf{K}_i}{\mathbf{s}})(\vec{\mathbf{I}}_{\mathbf{s}\alpha\beta}^* - \vec{\mathbf{I}}_{\mathbf{s}\alpha\beta})$$
(3.19)

Neste ponto é conveniente definir o vetor complexo \vec{X} , útil para realizar a transformação da equação do PI para coordenadas d-q e para a obtenção das equações do sistema de controle na forma de equações de estados.

$$\vec{X}_{\alpha\beta} = \frac{K_i}{s} (\vec{I}_{s\alpha\beta}^* - \vec{I}_{s\alpha\beta})$$
(3.20)

Com esta última definição, a Equação (3.19) transforma-se em:

$$\vec{\mathbf{V}}_{\boldsymbol{s}\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}}^{*} = \mathbf{K}_{\mathbf{p}}(\vec{\mathbf{I}}_{\boldsymbol{s}\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}}^{*} - \vec{\mathbf{I}}_{\boldsymbol{s}\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}}) + \vec{\mathbf{X}}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\beta}}$$
(3.21)

Sendo a correspondente equação em coordenadas d-q:

$$\vec{V}_{sdq}^{*} = K_{p} * (\vec{I}_{sdq}^{*} - \vec{I}_{sdq}) + \vec{X}_{dq}$$
(3.22)

Para completar a equação do controlador PI em coordenadas d-q, é necessário expressar a Equação (3.20) nas coordenadas síncronas. A partir da transformação dada na Equação (3.2), obtém-se:

$$_{s}\vec{X}_{dq} = K_{i}*(\vec{I}_{sdq} - \vec{I}_{sdq}) + j\omega_{e}\vec{X}_{dq}$$
 (3.23)

As equações do controlador PI estacionário são determinadas pelas Equações (3.22) e (3.23) escritas nas coordenadas síncronas. Teoricamente, a tensão de saída \vec{v}_{sdq}^* deve ser igual à tensão de

alimentação da carga, no entanto, considerando o aspecto experimental, \vec{V}_{sdq}^* é a tensão de referência do modulador PWM empregado para gerar as tensões chaveadas na carga. Desprezando os harmônicos de tensão gerados pelo modulador, pode-se assumir para efeitos da análise dinâmica que a tensão de referência é igual à tensão da carga, isto implica em uma resposta linear com ganho unitário do modulador. Então:

$$\vec{\mathbf{V}}_{\mathsf{sdq}}^* = \vec{\mathbf{V}}_{\mathsf{sdq}} \tag{3.24}$$

3.6 Controlador PI Síncrono

Este tipo de controlador precisa de uma malha externa de controle vetorial para a sua apropriada sintonização quando a carga for o motor de indução. A sua vantagem, quando comparado ao PI estacionário, é a de não possuir termos dependentes da freqüência nas equações do controlador. O diagrama de blocos do controlador PI síncrono é mostrado na Figura 3.5. O bloco limitador pode também ser implementado em coordenadas d-q tendo o cuidado necessário para não alterar o ângulo do vetor.



Figura 3.5- Diagrama de blocos do Controlador PI síncrono.

Assumindo que as saídas do controlador PI não ativam o bloco de limitador, a equação do controlador PI pode ser expressa como:

$$\vec{V}_{sdq}^{*} = (K_{p} + \frac{K_{i}}{s})(\vec{I}_{sdq}^{*} - \vec{I}_{sdq})$$
(3.25)

Igualmente ao caso anterior, é conveniente para a implementação das equações de estado do sistema definir o vetor complexo \vec{x}_{dq} :

$$\vec{X}_{dq} = \frac{K_i}{s} (\vec{I}_{sdq}^* - \vec{I}_{sdq})$$
(3.26)

Então, a Equação (3.25) pode ser escrita como:

$$\vec{V}_{sdq}^{*} = K_{p}(\vec{I}_{sdq}^{*} - \vec{I}_{sdq}) + \vec{X}_{dq}$$
(3.27)

As Equações (3.26) e (3.27) representa o controlador PI síncrono.

3.7 Controlador preditivo com mínima freqüência de chaveamento

Conforme foi comentado no Capítulo 2, o controlador preditivo de mínima freqüência de chaveamento é um controlador de freqüência variável e não linear, inicialmente projetado para operar em baixas freqüências de chaveamento; o algoritmo preditivo calcula o próximo vetor de referência de tensão para manter o erro de corrente no máximo tempo possível dentro de uma área de erro prédefinida. Devido a esta última característica, o controlador preditivo de mínima freqüência de chaveamento é considerado também um método otimizado.

Para analisar o princípio de funcionamento do controlador será considerado o controlador alimentando um motor de indução trifásico.

3.7.1 Equações do Controlador

Escrevendo a Equação (3.8) em coordenadas estacionárias ($\omega_k=0$), obtém-se a Equação (3.28) do estator da máquina de indução em função da corrente de estator e do fluxo do rotor.

$$\vec{V}_{s\alpha\beta} = R_s \vec{I}_{s\alpha\beta} + \sigma L_s \frac{d\vec{I}_{s\alpha\beta}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\vec{\lambda}_{r\alpha\beta}}{dt}$$
(3.28)

Desprezando nesta última Equação, a queda da tensão na resistência R_s, tem-se que a derivada da corrente do estator é dada por:

$$\frac{dI_{s\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} (\vec{V}_{s\alpha\beta} - \vec{E}_1)$$
(3.29)

com o termo

$$\vec{E}_1 = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\vec{\lambda}_{r\alpha\beta}}{dt}$$
(3.30)

expressando a influência do fluxo do rotor $\vec{\lambda}_r$ na tensão induzida no estator \vec{E}_1 .

A leitura da Equação (3.29) indica que para calcular a derivada do vetor corrente do estator, é necessário medir o vetor de tensão \vec{V}_s e estimar a tensão induzida \vec{E}_1 .

A Equação básica para a estimação do fluxo de rotor em coordenadas estacionárias é obtida a partir da Equação (3.9), tomando $\omega_k=0$. Assim obtém-se a Equação (3.31);

$$\frac{\tau_{\rm r}}{L_{\rm m}} \frac{d\bar{\lambda}_{\rm r\alpha\beta}}{dt} + \frac{\left(1 - j\omega_{\rm m}\tau_{\rm r}\right)}{L_{\rm m}} \vec{\lambda}_{\rm r\alpha\beta} = \vec{I}_{\rm s\alpha\beta}$$
(3.31)

A partir do vetor corrente de estator e da velocidade mecânica do eixo do motor, utilizando a Equação (3.31) determina-se o fluxo de rotor, que substituído na Equação (3.30) leva ao valor da tensão induzida \vec{E}_1 . Este processo está ilustrado na Figura 3.6 através de um diagrama de blocos.



Figura 3.6- Diagrama de blocos do modelo da máquina de indução em coordenadas α-β estacionárias.

As variáveis de entrada (grandezas medidas) do diagrama de blocos são a velocidade ω_m e o vetor corrente de estator $\vec{I}_{s\alpha\beta} = I_{s\alpha\beta} + jI_{s\beta}$; as variáveis de saída são o vetor fluxo $\vec{\lambda}_r$ de rotor e a tensão induzida \vec{E}_1 .

3.7.2 Algoritmo de predição

O objetivo do algoritmo do controlador preditivo de corrente de freqüência mínima de chaveamento consiste em escolher o vetor de tensão ótimo para gerar a melhor trajetória do vetor corrente. Para cada possível vetor de tensão, a trajetória do vetor corrente correspondente é précalculada. Das trajetórias geradas é, então, escolhida uma que permita que o erro esteja dentro do valor especificado e que o vetor de tensão escolhido permaneça o maior tempo possível aplicado ao motor. Esta última condição garante a menor freqüência de chaveamento do inversor.

O processo de predição pode ser sumarizado em duas etapas:

1- É criada uma fronteira (circular, retangular, etc.) centrada no vetor de referência de corrente I*, como é mostrado na Figura 3.7;

2- A cada período de execução do algoritmo preditivo, é escolhido um estado de chaveamento do inversor que mantenha o maior tempo possível o vetor corrente dentro da fronteira escolhida, diminuindo desta maneira a ondulação da corrente.



Figura 3.7- Trajetórias pré-calculadas e trajetória atual do vetor de corrente do estator em regime estacionário, $\left|\vec{I}_{S\alpha\beta}^{*}\right| = \text{constante.}$

Assumindo que o algoritmo de controle gere o vetor de referência de corrente $\vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}$, define-se, por exemplo, uma área de fronteira circular dada pela seguinte Equação [5]:

$$\vec{f}(t) = \vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}(t) + \vec{I}_{d} \exp(\phi), \qquad (3.32)$$
$$0 \le \phi \le 2$$

A curva de fronteira f(t) indicará se o erro entre a corrente de comando $\vec{I}_{s\alpha\beta}^*$ e a medida $\vec{I}_{s\alpha\beta}$ poderá ser aceito. No caso da corrente medida $\vec{I}_{s\alpha\beta}$ estiver posicionada no interior do círculo, o algoritmo preditivo não alterará os estados das chaves do inversor e, portanto, manterá o vetor de tensão aplicado. No caso contrário, o algoritmo inicia a computação do próximo vetor de chaveamento. Na Figura 3.2, mostrada no inicio do presente capítulo, podem ser observadas as posições dos oito possíveis vetores espaciais de tensão no sistema de estacionário.

Depois de detectada uma transição no instante discreto $t = t_k$, são calculadas as 7 possíveis trajetórias do vetor de corrente $\vec{I}_{s\alpha\beta}$, usando a aproximação linear:

$$\vec{I}_{s\alpha\beta}(k+1) = \vec{I}_{s\alpha\beta}(k) + \frac{d\vec{I}_{s\alpha\beta}(k)}{dt} [t(k+1) - t(k)]$$
(3.33)

As trajetórias possíveis do vetor corrente da Equação (3.33) são mostradas na Figura 3.6. As trajetórias do vetor referência de corrente $\vec{l}_{s\alpha\beta}^*$ são calculadas pela Equação (3.34), sendo $\vec{l}_{s\alpha\beta}^*(k+1)$ o próximo estado do vetor de referência de corrente que conjuntamente com a Equação (3.32) definem a próxima equação da linha de fronteira $\vec{f}(k+1)$.

$$\vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}(k+1) = \vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}(k) + \frac{d\vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}(t)}{dt} \bigg|_{t=k} [t(k+1) - t(k)]$$
(3.34)

As trajetórias pré-calculadas do vetor de corrente do estator $\vec{I}_{s\alpha\beta}(k+1)$ e a futura posição da linha de fronteira $\vec{f}(k+1)$ são agora usados para calcular k diferentes intervalos de tempo Δt nos quais as possíveis trajetórias de $\vec{I}_{s\alpha\beta}$ novamente ultrapassam a linha de fronteira. A partir dessa informação e considerando a permanência máxima do vetor de corrente de estator no interior do círculo adotado, é selecionado o novo estado de chaveamento do inversor.

Como exemplo, na Figura 3.8 são mostrados os módulos do erros com relação ao tempo para os 7 trajetórias de corrente pré-calculadas; o algoritmo de chaveamento neste caso deverá escolher o vetor $\vec{v}_6(110)$ para fornecer um tempo máximo de permanência de 34 µseg dentro do círculo de erro de 0.15 A.



Figura 3.8- Curvas de erro preditas para cada vetor de chaveamento.

3.8 Controlador preditivo com freqüência de chaveamento constante

O método preditivo convencional, dado na seção anterior, apresenta boa resposta dinâmica e permite freqüências baixas de chaveamento, mas suas desvantagens estão associadas à operação com freqüência de chaveamento variável e à obtenção de apenas 7 trajetórias para o vetor corrente. Essas desvantagens são superadas utilizando modulação de vetores espaciais, que permite que o algoritmo preditivo possa gerar exatamente o vetor necessário para alcançar o próximo vetor de referência de corrente. Isto evita a minimização das trajetórias do método convencional, além de diminuir consideravelmente o tempo para a obtenção do próximo vetor de referência de tensão.

Diferentemente do controlador PI, o preditivo usa as equações da carga. No caso do controlador ser implementado, as equações do controlador são as mesmas do estator da máquina.

3.8.1 Controlador preditivo implementado em coordenadas estacionárias

Neste caso, são utilizadas as equações no sistema estacionário. O processo de predição consiste em forçar que o vetor corrente do estator alcance o vetor corrente de referência no próximo período de

amostragem; esse processo também conhecido como "deadbeat" está ilustrado na Figura 3.9.



Figura 3.9- Diagrama vetorial do controle preditivo com modulação vetorial.

O primeiro passo é predeterminar o vetor $\vec{I}_{s\alpha\beta}^*(k+1)$ usando a Equação (3.34) e sabendo que o intervalo Δt é igual ao período de amostragem T_s = constante, obtém-se a expressão:

$$\vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}(k+1) = 2\vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}(k) - \vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}(k-1)$$
(3.35)

Como o objetivo do algoritmo preditivo é conseguir que no próximo ciclo a corrente I(k+1) seja igual à referência $I^*(k+1)$, a corrente na Equação (3.28) deve ser substituída com o estado (k+1) do vetor de referência calculado na Equação (3.35). Segundo este procedimento, o vetor tensão de referência a Equação (3.28) na forma discreta expressa-se como:

$$\vec{\mathbf{V}}_{s\alpha\beta}^{*}(k+1) = \mathbf{R}_{s}\vec{\mathbf{I}}_{s\alpha\beta}(k) + \sigma \mathbf{L}_{s}\frac{\left(\vec{\mathbf{I}}_{s\alpha\beta}^{*}(k+1) - \vec{\mathbf{I}}_{s\alpha\beta}(k)\right)}{\mathbf{T}_{s}} + \frac{\mathbf{L}_{m}}{\mathbf{L}_{r}}\frac{\left(\vec{\lambda}_{r\alpha\beta}(k) - \vec{\lambda}_{r\alpha\beta}(k-1)\right)}{\mathbf{T}_{s}} \quad (3.36)$$

e, a partir desta, é calculado o valor do próximo vetor tensão de referência $\vec{V}_{s\alpha\beta}^{*}(k+1)$ para que o vetor de corrente $\vec{I}_{s\alpha\beta}(k+1)$ seja igual ao vetor tensão de referência $I_{s\alpha\beta}^{*}(k+1)$ previsto. O vetor

fluxo de rotor é calculado como mostrado no diagrama de blocos da Figura 3.5 e as componentes do vetor corrente de estator $I_{s\alpha}$ e $I_{s\beta}$ são medidas através de sensores. Na sequência, o valor de $\vec{v}_{s\alpha\beta}^{*}(k+1)$ é fornecido ao modulador de vetores espaciais para gerar a sequência de chaveamento.

Finalmente, as Equações (3.31), (3.35) e (3.36) são usadas para a implementação do algoritmo de controle preditivo de corrente em coordenadas estacionárias. Conforme é apreciado das equações do controlador, o seu desempenho depende da correta estimação da tensão induzida no rotor e da precisa informação dos parâmetros R_s, L_s, L_m e L_r. No controlador preditivo convencional não existem ganhos a serem ajustados em função da resposta desejada, isto permite um melhor desempenho nos transitórios de torque da máquina. O diagrama de blocos destas Equações está mostrado na Figura 3.10.



Figura 3.10- Diagrama do Controlador Preditivo em coordenadas estacionárias.

3.8.2 Controlador preditivo implementado em coordenadas síncronas

A implementação do controlador em coordenadas síncronas permite a utilização das propriedades da orientação de fluxo do rotor que tem como uma das suas vantagens o fato das componentes das correntes no eixo direto I_d e em quadratura I_q estarem desacopladas. O processo de implementação é similar ao caso estacionário com as equações no sistema d-q. Como primeiro passo, é calculado o próximo vetor corrente de referência com a Equação (3.37)

$$\vec{I}_{sdq}^{*}(k+1) = 2\vec{I}_{sdq}^{*}(k) - \vec{I}_{sdq}^{*}(k-1)$$
(3.37)

O segundo passo consiste em utilizar a Equação de estator em coordenadas síncronas para forçar ao vetor de corrente seguir o vetor de referência, isto é ilustrado pela Equação (3.38).

$$\vec{V}_{sdq}^{*}(k+1) = R_{s}\vec{I}_{sdq}(k) + \sigma L_{s} \frac{\left(\vec{I}_{sdq}^{*}(k+1) - \vec{I}_{sdq}(k)\right)}{T_{s}} + \frac{L_{m}}{L_{r}} \frac{\left(\vec{\lambda}_{rdq}(k) - \vec{\lambda}_{rdq}(k-1)\right)}{T_{s}} + j_{\omega}e\left[\sigma L_{s}\vec{I}_{sdq}(k) + \frac{L_{m}}{L_{r}}\vec{\lambda}_{rdq}(k)\right]$$
(3.38)

As Equações (3.31), (3.37) e (3.38) são utilizadas para implementar o algoritmo do controlador preditivo em coordenadas síncronas. Considerando o motor de indução com orientação de fluxo de rotor e sendo que a dinâmica do fluxo de rotor é lenta (λ_{rd} =cte e $\lambda_{rq}=0$) comparada com a dinâmica da correntes de estator, a Equação (3.38) pode ser simplificada para:

$$\vec{V}_{sdq}^{*}(k+1) = R_{s}\vec{I}_{sdq}(k) + \sigma L_{s}\frac{\left(\vec{I}_{sdq}^{*}(k+1) - \vec{I}_{sdq}(k)\right)}{T_{s}} + j\omega_{e}\left[\sigma L_{s}\vec{I}_{sdq}(k) + \frac{L_{m}}{L_{r}}\lambda_{rd}(k)\right]$$
(3.39)

Na Equação (3.39) pode ser visto que, pelo fato do fluxo de rotor ter somente a componente do eixo direto do sistema de coordenadas e a máquina operar com fluxo constante, o termo dependente da derivada do fluxo na Equação (3.38) é eliminado. As Equações (3.37) e (3.38) são sintetizadas no

diagrama de blocos da Figura 3.11. É notória a influência da freqüência síncrona estimada $\hat{\omega}_e$ no cálculo das duas componentes do vetor tensão de referência $V_{sd}^*(k+1) \in V_{sq}^*(k+1)$ produzindo também um acoplamento cruzado das componentes de corrente I_{sd} e I_{sq}. Pode também ser observada a influência do fator de dispersão total σ como fator de amplificação do erro de corrente. Comparando os diagramas de blocos das Figuras 3.10 e 3.11, pode-se concluir que as implementações dos controladores estacionário e síncrono apresentam complexidade similar, embora as variáveis corrente e fluxo no controlador síncrono tenham maior significado.



Figura 3.11- Diagrama do Controlador Preditivo em coordenadas síncronas com controle vetorial da máquina de indução.

3.9 Controladores "fuzzy" de corrente

A opção moderna para a substituição dos controladores analíticos convencionais é a utilização de

controladores "fuzzy" de corrente em sistemas onde a resposta do controlador deve ser ajustada através de procedimentos ou conhecimentos baseados na experiência. Controladores "fuzzy" de corrente com diferentes graus de complexidade podem ser implementados e, na sua versão mais simples, o controlador somente substitui os controladores PI estacionário e síncrono. O controlador pode melhorar o seu desempenho aumentando o número de informações tais como ângulo e setor, mas com a desvantagem de aumentar a complexidade do projeto das regras.

3.9.1 Controlador PI "fuzzy" de corrente

Na Figura 3.12 é apresentado o diagrama de blocos do controlador PI "fuzzy" sem considerar efeitos de saturação nos sinais de erro (E) e acumulação do erro (AE). O sinal de acumulação de erro (AE) fornece a informação amplificada do deslocamento do erro com relação à referência estabelecida; esta informação e aquela referente ao erro (E) são fornecidas ao controlador "fuzzy".



Figura 3.12- Diagrama de blocos do Controlador "fuzzy" PI estacionário.

As constantes $K_1 e K_2$ são ajustadas experimentalmente para poder acionar as regras necessárias para o bom desempenho do controlador. As regras podem ser implementadas independentemente para cada componente ou pode-se utilizar as mesmas regras para ambas as componentes. Um exemplo de implementação das regras para este tipo de controlador é dado na Tabela 3.2.

		Acumulação do erro (AE)					
		NG	NP	Z	РР	PG	
	NG	V-4	V-3	V-2	V-1	V0	
	NP	V-3	V-2	V-1	V0	V1	
Erro (E)	Z	V-2	V-1	V0	V1	V2	
	РР	V-1	V0	V1	V2	V3	
	PG	V0	V1	V2	V3	V4	

TABELA 3.2 Regras do controlador PI "fuzzy"

As faixas do erro e acumulação do erro normalizado podem variar desde negativo grande (NG) até positivo grande (PG), sendo a tensão de saída mais negativa (V-4) e a maior tensão positiva (V4). Para entender a formulação das regras da tabela 3.2, escolhe-se o caso de erro negativo grande (NG) e acumulação do erro negativo pequeno (NP), a regra acionada é comandar a tensão (V-3). Mudando a configuração das regras é possível obter respostas particulares do controlador de corrente. As funções de pertinência associadas às regras da Tabela 3.2 estão na Figura 3.13.



Figura 3.13- Funções de pertinência do controlador PI fuzzy: (a) entradas, (b) saídas

As entradas do controlador (E) e (AE) são normalizados com o vetor espacial de corrente de referência; isto significa que um erro de 0.05 significa 5% da magnitude do vetor espacial de corrente de referência. Em cada universo (E) e (AE) são divididos em 5 conjuntos "fuzzy" positivo grande (PG), positivo pequeno (PP), zero (ZE), negativo pequeno (NP) e negativo grande (NG).

Todas as funções de pertinência vizinhas são sobrepostas 50%. O universo das componentes do vetor de tensão de referência $V_{s\alpha}^* \in V_{s\beta}^*$ são divididos em 9 conjuntos "fuzzy" considerando as componentes de tensão normalizadas $|V_{s\alpha}^*| \le 1.0 \text{ e} |V_{s\beta}^*| \le 1.0$.

3.9.2 Controlador "fuzzy" de corrente com identificação de setor

O controlador também pode ser projetado com regras definidas para cada setor; isto pode ser realizado detectando o setor apropriado para a ativação do conjunto específico de regras. Neste caso, as regras do controlador "fuzzy" são implementadas para cada setor de 60° do vetor espacial de corrente de referência [52]. Este método dispensa a computação do ângulo do vetor corrente de referência.

Na Figura 3.14 é apresentado o cálculo do setor usando as componentes estacionárias do vetor corrente de estator de referencia $\vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}$, isto é definido pela Equação 3.40,

$$\vec{I}_{s\alpha\beta}^{*} = I_{s\alpha}^{*} + jI_{s\beta}^{*} = \operatorname{Re}\left\{\vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}\right\} + j\frac{\operatorname{Im}\left\{\vec{I}_{s\alpha\beta}^{*}\right\}}{\sqrt{3}}$$
(3.40)

As entradas do controlador "fuzzy" são as componentes do vetor especial erro de corrente estacionários $\vec{I}_{s\alpha\beta}^* - \vec{I}_{s\alpha\beta} = e_{i\alpha} + je_{i\beta}$. As saídas do controlador são as componentes do vetor tensão de estator de referência $V_{s\alpha}^*$ e $V_{s\beta}^*$ e estas saídas são aplicadas como entradas ao algoritmo de modulação vetorial.

Similar ao caso do controlador PI "fuzzy" na Figura 3.15 são mostradas as funções de pertinência das entradas e saídas do controlador e são verificadas as mesmas normalizações das funções de pertinência da Figura 3.13.


Figura 3.14- Árvore de decisão para determinação do setor do vetor especial de corrente de referência.

Como o projeto de controladores "fuzzy" está baseado na intuição e na experiência em lugar do modelo do sistema, a base de regras e a forma das funções de pertinência devem ser refinadas através de simulação e testes. O conjunto de regras para as saídas do vetor de tensão de referência do controlador "fuzzy" são mostradas na Tabela 3.3.

O conjunto de regras é implementado individualmente para cada setor : para cada grupo {setor, ei_{α} , ei_{β} }, as regras fornecem os apropriados $V_{s\alpha}^{*} e V_{s\beta}^{*}$ do vetor espacial de tensão de referência . Assim, por exemplo, no setor I se ei_{α} =NG e ei_{β} =NG, logo o resultado -1/-1 significa: $V_{s\alpha}^{*} = V_{-1} e$ $V_{s\beta}^{*} = V_{-1}$.

É possível personalizar o processo de inferência para cada aplicação, as funções de pertinência podem ser incrementadas ou decrementadas e as regras podem ser mudadas para produzir o desempenho desejado do sistema.



Componentes da tensão de referência normalizadas $V^{*}{}_{\alpha}$ e $V^{*}{}_{\beta}$

(b)

Figura 3.15- Funções de pertinência: (a) entradas, (b) saídas

TABELA 3.3 Conjunto de Regras do controlador

SETOP 1		erro i _β					
SET	OK I	NG	NP	Z	PP	PG	
	NG	-1/-1	-1/0	-1/1	-1/2	-1/3	
erro	NP	-1/-1	-1/0	-1/1	-1/2	-1/3	
i_{α}	Z	0/-1	0/0	0/1	0/2	0/3	
	PP	1/-1	1/0	1/1	1/2	1/3	
	PG	1/-1	1/0	1/1	1/2	1/3	

SETOR 2		erro i _β					
		NG	NP	Z	PP	PG	
	NG	-2/-2	-2/-1	-2/0	-2/1	-2/2	
erro	NP	-1/-2	-1/-1	-1/0	-1/1	-1/2	
iα	Z	-1/-2	-1/-1	-1/0	-1/1	-1/2	
	PP	2/-2	2/-1	2/0	2/1	2/2	
	PG	3/-2	3/-1	3/0	3/1	3/2	

SETOR 3		erro i _β					
		NG	NP	Z	PP	PG	
	NG	-2/-2	-2/-1	-2/0	-2/0	-2/1	
erro	NP	-1/-2	-1/-1	-1/0	-1/0	-1/1	
iα	Z	-1/-2	-1/-1	-1/0	-1/0	-1/1	
	PP	0/-2	0/-1	0/0	0/0	0/1	
	PG	1/-2	1/-1	1/0	2/0	1/1	

SETOD 4		erro i _β					
		NG	NP	Z	PP	PG	
	NG	-1/-3	-1/-2	-1/-1	-1/0	-1/1	
erro	NP	0/-3	0/-2	0/-1	0/0	0/1	
iα	Ζ	1/-3	1/-2	1/-1	1/0	1/1	
	PP	2/-3	2/-2	2/-1	2/0	2/1	
	PG	3/-3	3/-2	3/-1	3/0	3/1	

SETOR 5		erro i _β				
		NG	NP	Ζ	PP	PG
	NG	-1/-2	-1/-1	-1/0	-1/1	-1/2
erro	NP	0/-2	0/-1	0/0	0/1	0/2
iα	Z	1/-2	1/-1	1/0	1/1	1/2
	PP	2/-2	2/-1	2/0	2/1	2/2
	PG	3/-2	3/-1	3/0	3/1	3/2

SETOR 6		erro i _b					
SEIV		NG	NP	Z	PP	PG	
	NG	-1/-1	-1/-1	-1/0	-1/1	-1/2	
erro	NP	0/-1	0/-1	0/0	0/1	0/2	
i_{α}	Ζ	1/-1	1/-1	1/0	1/1	1/2	
	PP	2/-1	2/-1	2/0	2/1	2/2	
	PG	3/-1	3/-1	3/0	3/1	3/2	

Capítulo 4

ANÁLISE DINÂMICA DE CONTROLADORES DE CORRENTE

4.1 Introdução

As contínuas exigências para melhorar o comportamento dinâmico dos acionamentos de máquinas elétricas tornam necessária a constante busca do aprimoramento do projeto de controladores de corrente utilizados no controle vetorial. Sendo assim, é necessária uma cuidadosa escolha dos parâmetros do controlador assim como dos métodos para minimizar a sensibilidade à variação dos parâmetros da máquina. Uma malha de controle de corrente da máquina de indução bem sintonizada melhora sensivelmente a resposta dinâmica do torque.

Sendo o sistema controlador-máquina de indução multi-variável, é conveniente utilizar o modelo de controle na forma de equações de estados. Utilizando o lugar das raízes deste sistema pode-se analisar o seu comportamento em função dos parâmetros do controlador e da carga. Este capítulo apresenta a análise em freqüência dos controladores PI e dos controladores preditivos, mais o estudo

dos efeitos no desempenho do sistema quando ocorre a variação dos parâmetros da máquina de indução.

Na seção 4.2 faz-se uma descrição do desempenho dos controladores PI estacionário e síncrono aplicados às cargas passivas do tipo R-L.

Na seção 4.3 estuda-se a aplicação dos controladores PI estacionário e síncrono e seu desempenho dinâmico no controle do motor de indução. A influência da variação dos parâmetros R_s , R_r , e L_s na alocação das raízes do sistema e na estabilidade do sistema controlador PI síncrono – também é analisada. Ainda nesta seção, faz-se a análise do comportamento do sistema controlador PI síncrono – motor de indução quando este opera com orientação de fluxo de rotor.

Na seção 4.4 é feita uma introdução aos controladores preditivos para, posteriormente, aplicá-los no acionamento do motor de indução; em particular, é analisado o comportamento dinâmico dos controladores preditivo estacionário e preditivo síncrono. Do mesmo modo que foi feito na seção anterior, para os controladores PI, são estudadas, nesta seção, a influência da variação dos parâmetros Rs, Rr, e Ls na alocação das raízes do sistema e na estabilidade do sistema controlador preditivo síncrono. No final desta seção é estudado o comportamento do sistema controlador PI síncrono – motor de indução quando a máquina de indução opera com orientação de fluxo de rotor.

Na seção 4.5 faz-se uma descrição dos controladores de corrente baseada nas constantes de tempo do sistema, isto é, na constante de tempo associada ao transitório das componentes do vetor de corrente e na constante de tempo associada às componentes do vetor de fluxo de rotor. As conclusões são apresentadas na seção 4.6.

4.2 Análise de Controladores PI com carga R-L

O modelo dinâmico do controlador PI com carga R-L pode ser facilmente analisado utilizando a teoria de controle clássica e, por essa razão, é apresentado como introdução aos controladores aplicados às máquinas de indução.

4.2.1 Controlador PI estacionário

As Equações descritas na referência síncrona do sistema formado pelo PI estacionário e carga passiva R-L estão representadas pelo conjunto de Equações (3.3), (3.22) e (3.23). Com a eliminação do vetor tensão de estator \vec{v}_{sdq}^* , essas equações são expressadas por:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(\vec{I}_{sdq}) = -\left(\frac{(K_{p} + R_{s})}{L_{s}} + j\omega_{e}\right)\vec{I}_{sdq} + \frac{1}{L_{s}}\vec{X}_{dq} + \frac{K_{p}}{L_{s}}\vec{I}_{sdq}^{*} \\ \frac{d}{dt}(\vec{X}_{dq}) = -K_{i}\vec{I}_{sdq} - j\omega_{e}\vec{X}_{dq} + K_{i}\vec{I}_{sdq}^{*}, \end{cases}$$
(4.1)

com a variável de estado auxiliar \vec{x}_{dq} definida na Seção 3.5.

A decomposição das Equações (4.1) e (4.2) na componente direta e em quadratura geram um sistema linear multivariável de quatro equações diferenciais de primeira ordem. Considerando como variáveis de estado as componentes do vetor de corrente I_{sd} e I_{sq} e as componentes do vetor auxiliar X_d e X_q , essas equações podem ser escritas na forma de equações de estados, $\dot{\vec{x}} = A\vec{x} + B\vec{u}$ e $\vec{y} = C\vec{x} + D\vec{u}$, ou seja,

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{X}_{sd} \\ \dot{X}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\frac{K_p + R_s}{L_s}) & \omega_e & \frac{1}{L_s} & 0 \\ -\omega_e & -(\frac{K_p + R_s}{L_s}) & 0 & \frac{1}{L_s} \\ -K_i & 0 & 0 & \omega_e \\ 0 & -K_i & -\omega_e & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ X_{sd} \\ X_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_p}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{K_p}{L_s} \\ K_i & 0 \\ 0 & K_i \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{sq} \end{bmatrix}$$
(4.3)

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ X_{sd} \\ X_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{sd}^* \\ I_{sd}^* \\ I_{sq}^* \end{bmatrix}$$
(4.4)

nas quais identificamos as matrizes:

$$A = \begin{bmatrix} -(\frac{K_p + R_s}{L_s}) & \omega_e & \frac{1}{L_s} & 0\\ -\omega_e & -(\frac{K_p + R_s}{L_s}) & 0 & \frac{1}{L_s}\\ -K_i & 0 & 0 & \omega_e\\ 0 & -K_i & -\omega_e & 0 \end{bmatrix}, \qquad B = \begin{bmatrix} \frac{K_p}{L_s} & 0\\ 0 & \frac{K_p}{L_s}\\ K_i & 0\\ 0 & K_i \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} e \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(4.5)

com os vetores de estado e excitação dados, respectivamente, por

$$\vec{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sd} \\ \mathbf{I}_{sq} \\ \mathbf{X}_{sd} \\ \mathbf{X}_{sq} \end{bmatrix} \mathbf{e} \ \vec{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sd}^* \\ \mathbf{I}_{sq}^* \end{bmatrix}$$
(4.6)

Na leitura da matriz de estado A, nota-se que, além dos parâmetros da carga e do PI, o sistema também depende da freqüência ω_e de estator.

Na implementação digital do sistema de controle, é necessário escrever o modelo de equações de estado do sistema na forma discreta. Este modelo discreto pode ser obtido a partir da forma geral das equações de estado, isto é,

$$\vec{x}(k+1) = (T_s A + I)\vec{x}(k) + T_s B\vec{u}(k)$$
 (4.7)

na qual I é a matriz identidade e T_s é o período de amostragem do sistema.

O período de amostragem T_s adotado é igual a 250 µseg. Os parâmetros da carga são R_s=2.229 Ω e L_s=0.244397 H, e os valores dos parâmetros do controlador PI são K_p=133 Ω e K_i=190x10³ Ω -rad/seg. Os valores apresentados para estes parâmetros foram escolhidos tendo como objetivo o melhor desempenho dinâmico do sistema, com a mínima distorção dos sinais de comando gerados pelo controlador, e tendo em conta, também, as restrições de implementação do controlador e de chaveamento do motor. Uma justificação mais detalhada na escolha destes valores é apresentada no Capítulo 5.

O cálculo inicial do ganho K_p foi realizado a partir da relação entre as magnitudes observadas nos erros de corrente e as tensões aplicadas ao motor. O ganho K_i foi ajustado experimentalmente com o objetivo de minimizar o erro de rastreio das correntes. A análise dos controladores PI estacionário e síncrono foi realizada com os mesmos valores de K_p e K_i já que eles se mostraram bom desempenho dinâmico em ambos os casos.

O lugar das raízes de um sistema de controle de malha fechada é geralmente apresentado em função dos parâmetros K_p e K_i do controlador. No caso do sistema controlador de corrente com carga R-L passiva, o interesse maior está no comportamento do sistema segundo a variação da freqüência síncrona de operação. Neste sentido, são mantidos constantes os valores K_p e K_i , anteriormente apresentados, para cada freqüência utilizada. Os pólos e zeros do sistema para os valores de freqüência síncrona 0, 30 e 60 Hz são mostradas na Figura 4.1.

Na Tabela 4.1 estão explicitados os valores dos pólos e zeros para cada valor de freqüência síncrona. O sistema possui quatro pólos e dois zeros. Para a freqüência nula, cada pólo e cada zero possuem multiplicidade dois.

Em todos os casos os pólos e zeros estão posicionados no interior do círculo de módulo unitário garantindo a estabilidade do sistema. Na Figura 4.2 são mostradas as trajetórias dos pólos e zeros da Figura 4.1, assumindo uma variação contínua da freqüência síncrona de 0 a 60 Hz. Pode-se ainda observar que, para freqüências síncronas superiores a 60 Hz, produz-se o deslocamento de um par de



pólos complexos conjugados para fora do círculo unitário, com a conseqüente geração de instabilidade.

Figura 4.1- Pólos e Zeros do controlador de corrente PI estacionário – carga RL.

Freqüência (Hz)	Zeros	Pólos		
0	$0,6429 \pm j0$	0,9308 ± j0,2093	0,9308 ± j0,2093	
30	$0,6429 \pm j0,0471$	0,9308 ± j0,2564	0,9308 ± j0,1622	
60	$0,6429 \pm j0,0942$	0,9308 ± j0,3035	0,9308 ± j0,1150	

Tabela 4.1 Pólos e zeros do controlador PI estacionário - carga RL.



Figura 4.2- Lugar das raízes do sistema PI estacionário – Carga RL.

Para mostrar a influência no domínio do tempo da variação da freqüência síncrona nas respostas das componentes de corrente, são computadas as respostas das correntes I_{sd} e I_{sq} para um degrau de corrente de referência I_{sq}^* de 3 A. Estas respostas são apresentadas na Figura 4.3 para valores de freqüência síncrona 0, 30 e 60 Hz.

Nas curvas de resposta da Figura 4.3 verifica-se que, para freqüências síncronas diferentes de zero, existe um erro em regime permanente crescente, à medida que se aumenta a freqüência síncrona. No caso da freqüência síncrona ser nula, o comportamento do sistema é equivalente ao de segunda ordem, pelo fato dos pólos e zeros estarem com multiplicidade dois. Também é observado, a partir do comportamento da corrente de eixo direto I_{sd} , um grau de acoplamento existente entre a componente de corrente de eixo direto I_{sd} e a componente em quadratura I_{sq} , sendo que este acoplamento está diretamente associado à freqüência síncrona de operação.

Para freqüência síncrona nula, a resposta da componente de corrente de eixo em quadratura I_{sq} possui erro nulo, e a resposta da componente de corrente de eixo direto I_{sd} não é influenciada pela componente de eixo em quadratura I_{sq}^* , tanto em regime como no transitório, já que a matriz **A** da Equação 4.5 não possui os termos de acoplamento ($a_{12}, a_{21}, a_{34}, a_{43}$), quando $\omega_e=0$.



Figura 4.3- Resposta ao degrau de $I_{sq}^* = 3A$ para o controlador PI estacionário – carga RL .

Este comportamento no tempo mostra que a resposta do controlador PI estacionário está estreitamente vinculada à freqüência síncrona do sistema. Também se conclui que este tipo de controlador somente possui erro nulo de corrente em regime permanente para casos nos quais a freqüência síncrona é nula, isto é, corrente contínua.

4.2.2 Controlador PI síncrono

As Equações do sistema PI síncrono – carga passiva R-L estão representadas pelo conjunto de Equações (3.3), (3.26) e (3.27). Similar ao caso do controlador PI estacionário, a eliminação do vetor tensão de estator \vec{v}_{sdq}^* produz como resultado o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(\vec{I}_{sdq}) = \left(-\frac{(K_{p} + R_{s})}{L_{s}} + j\omega_{e}\right)\vec{I}_{sdq} + \frac{1}{L_{s}}\vec{X}_{dq} + \frac{K_{p}}{L_{s}}\vec{I}_{sdq}^{*} \\ \frac{d}{dt}(\vec{X}_{dq}) = -K_{i}\vec{I}_{sdq} + K_{i}\vec{I}_{sdq}^{*} \end{cases}$$
(4.9)

que leva ao seguinte modelo na forma de equação de estado:

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{K_{p} + R_{s}}{L_{s}}\right) & \omega_{e} & \frac{1}{L_{s}} & 0 \\ -\omega_{e} & -\left(\frac{K_{p} + R_{s}}{L_{s}}\right) & 0 & \frac{1}{L_{s}} \\ -K_{i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_{i} & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad B = \begin{bmatrix} \frac{K_{p}}{L_{s}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{p}}{L_{s}} \\ K_{i} & 0 \\ 0 & K_{i} \end{bmatrix}$$
$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, e \qquad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
$$\vec{x} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ X_{sd} \\ X_{sq} \end{bmatrix}} e \ \vec{u} = \begin{bmatrix} I_{sd}^{*} \\ I_{sq}^{*} \end{bmatrix}$$
(4.11)

Comparando os modelos matemáticos do sistema PI estacionário, Equações (4.1) e (4.2), e do PI síncrono, Equações (4.9) e (4.10) para carga R-L passiva, percebe-se que a única diferença entre eles consiste na ausência de dois termos dependentes da freqüência síncrona ω_e na matriz de estado **A**, isto é, os elementos a_{34} e a_{43} . Isto significa que são eliminados os termos de acoplamento cruzado (termos dependentes de j ω_e) introduzidos pelo controlador PI, já que este controlador é projetado em coordenadas síncronas. Os valores dos pólos e zeros para freqüências síncronas de 0, 30 e 60 Hz estão mostrados na Figura 4.4 e na Tabela 4.2.



Figura 4.4- Pólos e zeros do controlador PI síncrono - carga RL.

Freqüência (Hz)	Zeros	Pólos	
0	$0,6429 \pm j0$	0,9308 ± j0,2093	0,9308 ± j0,2093
30	$0,6429 \pm j0$	0,9231 ± j0,2343	$0,9386 \pm j0,1872$
60	0,6429 ± j0	0,9157 ± j0,2622	$0,9460 \pm j0,1679$

Tabela 4.2 Pólos e zeros do controlador PI síncrono - carga RL

Na Figura 4.5 são mostradas as trajetórias dos pólos e zeros da Figura 4.4 assumindo uma variação contínua da freqüência síncrona de 0 a 60 Hz.



Figura 4.5- Lugar das raízes do sistema PI síncrono - Carga RL.

Neste caso, os zeros do sistema são números reais e independem da freqüência síncrona de operação. Para a freqüência síncrona nula, os pólos geram uma resposta oscilatória amortecida equivalente àquela do sistema de segunda ordem; para freqüências síncronas superiores, o sistema é de quarta ordem, sendo que os dois pares de pólos separam-se: um par complexo de pólos migra para regiões de altas freqüências enquanto o outro par complexo de pólos desloca-se para a coordenada z =1+j0.

Na Figura 4.6 são mostradas as respostas no tempo para uma corrente de referência I_{sq}^* na forma de degrau. Como os pólos do lugar das raízes da Figura 4.4 estão alocados aproximadamente na mesma curva de freqüência natural, as respostas para os três casos de freqüência síncrona possuem freqüências de amortecimento similares, e as respostas também apresentam erro nulo em regime permanente.



Figura 4.6- Resposta ao degrau de $I_{sq}^* = 3A$ para o controlador PI síncrono – carga RL.

Embora os dois tipos de controladores de corrente - o PI estacionário e o PI síncrono- sejam analisados no sistema de referência síncrono, conceitualmente cada controlador possui significado diferente. O PI estacionário é implementado em coordenadas estacionárias e posteriormente transformado a coordenadas síncronas, gerando assim dois termos a_{34} e a_{43} na matriz A da Equação 4.5, dependentes da freqüência. No entanto, o PI síncrono é implementado em coordenadas síncronas e como conseqüência, os termos a_{34} e a_{43} são nulos na matriz A da Equação 4.11.

O aumento da freqüência síncrona no controlador PI estacionário produz o aumento das amplitudes de oscilação da resposta transitória e também o aumento do erro em regime permanente. No controlador PI síncrono, o aumento da freqüência síncrona aumenta também as amplitudes de oscilação da resposta transitória, mas o erro de regime permanente sempre é nulo. O erro em regime permanente produz erro de rastreio entre a corrente de referência e a corrente real que é uma característica típica dos controladores estacionários de corrente.

4.3 Controladores PI de corrente aplicados à Máquina de Indução

Visando um enfoque geral, é conveniente para o caso da máquina de indução, a dedução de um sistema de equações de estado válido para qualquer sistema de referência. A partir dessas equações de estado gerais pode-se obter o comportamento do sistema em coordenadas estacionárias e síncronas.

4.3.1 Equações de Estados do Sistema Controlador PI de corrente - Máquina de Indução em Coordenadas girantes ω_k

Embora o sistema de referência síncrono seja de especial interesse para as máquinas de indução, em particular quando controlada por orientação de fluxo de rotor, os controladores PI podem ser implementados em qualquer sistema de referência girando com velocidade arbitrária ω_k [26], sendo as suas equações:

$$\vec{V}_{s} = K_{p}(\vec{I}_{s}^{*} - \vec{I}_{s}) + \vec{X}$$
 (4.12)

$$\dot{\vec{X}} = K_i (\vec{I}_s^* - \vec{I}_s)$$
 (4.13)

A partir das Equações (3.8), (3.9), (4.12) e (4.13) obtém-se o seguinte sistema de equações de estado:

$$\frac{d\vec{I}_{s}}{dt} = -\left(\frac{K_{p} + R_{\sigma}}{\sigma L_{s}} + j_{\omega_{k}}\right)\vec{I}_{s} + \frac{k_{r}}{\sigma L_{s}}(\frac{1}{\tau_{r}} - j_{\omega_{m}})\vec{\lambda}_{r} + \frac{1}{\sigma L_{s}}\vec{X} + \frac{K_{p}}{\sigma L_{s}}\vec{I}_{s}^{*}$$
(4.14)

$$\frac{d\vec{\lambda}_{\rm r}}{dt} = \frac{L_{\rm m}}{\tau_{\rm r}}\vec{\rm I}_{\rm s} - \left[\frac{1}{\tau_{\rm r}} + j(\omega_{\rm k} - \omega_{\rm m})\right]\vec{\lambda}_{\rm r}$$
(4.15)

$$\frac{\mathrm{dX}}{\mathrm{dt}} = -K_1 \vec{I}_s + K_1 \vec{I}_s^* \tag{4.16}$$

nas quais
$$k_r = \frac{L_m}{L_r} e R_\sigma = R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r$$

Considerando as componentes real e imaginária de cada uma dessas equações, pode-se escrever as matrizes da representação por espaço de estado:

$$A = \begin{bmatrix} -(\frac{K_{p} + R_{\sigma}}{\sigma L_{s}}) & \omega_{k} & \left(\frac{k_{r}}{\sigma L_{s}}\right)\frac{1}{\tau_{r}} & \left(\frac{k_{r}}{\sigma L_{s}}\right)\omega_{m} & \frac{1}{\sigma L_{s}} & 0 \\ -\omega_{k} & -(\frac{K_{p} + R_{\sigma}}{\sigma L_{s}}) & -\left(\frac{k_{r}}{\sigma L_{s}}\right)\omega_{m} & \left(\frac{k_{r}}{\sigma L_{s}}\right)\frac{1}{\tau_{r}} & 0 & \frac{1}{\sigma L_{s}} \\ \frac{L_{m}}{\tau_{r}} & 0 & -\frac{1}{\tau_{r}} & (\omega_{k} - \omega_{m}) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{m}}{\tau_{r}} & -(\omega_{k} - \omega_{m}) & -\frac{1}{\tau_{r}} & 0 & 0 \\ -K_{i} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{K_p}{\sigma L_s} & 0\\ 0 & \frac{K_p}{\sigma L_s}\\ 0 & 0\\ 0 & 0\\ K_i & 0\\ 0 & K_i \end{bmatrix} \qquad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad D = \begin{bmatrix} 0 & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\vec{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sy} \\ \lambda_{rx} \\ \lambda_{ry} \\ \mathbf{X}_{x} \\ \mathbf{X}_{y} \end{bmatrix}, \ \mathbf{e} \ \vec{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sx}^{*} \\ \mathbf{I}_{sy}^{*} \end{bmatrix}$$
(4.17)

com os sub-índices x e y denotando as coordenadas real e imaginária do sistema de referência ω_k .

Observa-se que a ordem do sistema aumenta, quando comparado com o controlador de corrente com carga R-L passiva, isto ocorre devido à introdução das equações do rotor da máquina. Além deste fato, percebe-se agora que a matriz do sistema possui termos que dependem da velocidade mecânica do eixo do rotor da máquina de indução. Uma característica é que nas equações de estado são adicionadas as componentes do fluxo do rotor como novas variáveis de estado do sistema.

O critério adotado para a escolha dos parâmetros Kp e Ki do controlador é o da obtenção do mínimo tempo de resposta do sistema com mínima ondulação das componentes do vetor tensão de referência. Esta última condição torna-se necessária já que é possível obter um mínimo tempo de resposta com o alto risco dos sinais de referência serem muito oscilantes causando assim perda de sintonia das outras malhas de controle do sistema.

Resultados de simulação e testes experimentais evidenciam que os parâmetros utilizados nos controladores com cargas RL fornecem também bom desempenho do sistema controlador de corrente-máquina de indução. Por este motivo, estes parâmetros também foram escolhidos para a implementação dos controladores de corrente com a máquina de indução. Os parâmetros da máquina de indução utilizada no presente trabalho são apresentados no apêndice A.

4.3.2 Sistema Controlador PI estacionário – Máquina de Indução

Utilizando a forma discreta das Equações (4.14), (4.15) e (4.16) e fazendo $\omega_k=0$, o sistema de controle de corrente PI estacionário – máquina de indução é implementado em coordenadas estacionárias. Para freqüência de alimentação igual a 60 Hz, o correspondente diagrama de pólos e zeros é o da Figura 4.7. O sistema possui 6 pólos e 4 zeros, os quais estão mostrados na Tabela 4.3.

Para a velocidade $\Omega_m=0$ rot/min existem três pólos com multiplicidade dois; para as velocidades de $\Omega_m=600$, 1.200 e 1.700 rot/min aparecem componentes imaginárias em todos os pólos e em dois zeros, sendo mais influenciados os pólos e zeros com parte real 0,998, os quais possuem uma componente imaginária crescente em módulo quando aumenta a velocidade mecânica Ω_m .



Figura 4.7- Pólos e zeros do controlador PI estacionário-carga MI, $f_e = 60$ Hz.

^m nin)	Zeros	Pólos

Tabela 4.3- Pólos e zeros do controlador PI estacionário -	- Carga MI, f _e = 60 Hz
------------------------------------------------------------	------------------------------------

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zeros		Pólos			
0	0,9985 ± j0	$0,6429 \pm j0$	0,9985±j0	$0,5565 \pm j0$	-0,6093 ± j0	
600	0,9985 ± j0,0314	$0,6429 \pm j0$	0,9985 ± j0,0314	0,5565 ± j0,0006	-0,6093 ± j0,0006	
1200	0,9985 ± j0,0628	$0,6429 \pm j0$	0,9986 ± j0,0628	0,5564 ± j0,0011	-0,6093 ± j0,0011	
1700	0,9985 ± j0,0890	$0,6429 \pm j0$	0,9987 ± j0,0890	0,5562 ± j0,0015	-0,6092 ± j0,0016	

Se a freqüência de alimentação é reduzida de 60 para 30 Hz e com o rotor tendo escorregamento igual aos casos analisados anteriormente, o que significa ter velocidades iguais a 0, 300, 600 e 850 rot/min, o diagrama de pólos e zeros é o da Figura 4.8. Os valores dos pólos e zeros estão colocados na Tabela 4.4. Como se observa, a parte imaginária do pólo teve uma mudança diretamente proporcional à mudança da freqüência de alimentação, isto é, a diminuição da freqüência em 50% provocou a diminuição da parte imaginária do pólo em 50%. Portanto, diminuições de freqüência diminuem a freqüência de oscilação.



Figura 4.8- Pólos e zeros do controlador PI estacionário- carga MI, f_e=30 Hz

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zeros		Pólos		
0	$0,9985\pm j0$	$0,6429\pm j0$	0,9985±j0	0,5565±j0	-0,6093 ± j0
300	0,9985±j0,0157	$0,6429\pm j0$	0,9985 ± j0,0157	0,5565 ± j0,0003	$-0,6093 \pm j0,0003$
600	0,9985 ± j0,0314	$0,6429\pm j0$	0,9985 ± j0,0314	0,5565 ± j0,0006	$-0,6093 \pm j0,0006$
850	0,9985 ± j0,0445	$0,6429\pm j0$	0,9985 ± j0,0445	0,5564 ± j0,0008	$-0,6093 \pm j0,0008$

Tabela 4.4- Pólos e zeros do controlador PI estacionário – carga MI, $f_e = 30$ Hz

A faixa de estabilidade do sistema em função da variação da velocidade mecânica, pode ser obtida calculando numericamente o instante em que o módulo de algum dos pólos ultrapasse o valor 1. O resultado deste algoritmo produz um indicador que possui o valor 1 quando o sistema é estável e 0 quando o sistema é instável. Este indicador define-se neste trabalho como índice de estabilidade e é utilizado para mostrar as áreas de estabilidade do sistema. Na Figura 4.9 está colocado o índice de estabilidade em função da velocidade de eixo do motor, com fe=60 Hz e fe=30 Hz ; observa-se que para velocidades acima de 1.000 rot/min e fe=60 Hz, o sistema perde a estabilidade, já que os pólos com parte real 0,998 saem fora do círculo unitário. À medida que a velocidade mecânica aumenta, o módulo da componente imaginária destes pólos aumenta, produzindo uma instabilidade cada vez mais oscilante. Este fenômeno pode ser apreciado no tempo na Figura 4.10, na qual são apresentadas as respostas ao degrau de I*s_β=3 A para as velocidades de 0 e 1.700 rot/min. Claramente, com a diminuição da freqüência de estator de 60 para 30 Hz tornou a operação do motor estável em toda a faixa de velocidade, como pode ainda ser observado na Figura 4.9.

Para a velocidade nula o sistema é estável e apresenta erro zero em regime permanente; no entanto para a velocidade de 1.700 rot/min, as correntes $I_{s\alpha}$ e $I_{s\beta}$ possuem oscilações crescentes ao redor das suas respectivas referências. O comportamento instável é produzido pela variação da parte imaginária daqueles pólos que são complexos conjugados e de parte real igual a 0,998, como pode ser verificado numericamente na Tabela 4.3. Observa-se também que os outros pólos restantes do sistema não possuem uma variação significativa com a variação da velocidade mecânica do eixo da máquina de indução.

A análise anterior mostra que a estabilidade do sistema controlador PI estacionário – Máquina de indução fica mais restringida a velocidade síncrona aumenta. Numa implementação real o sistema possui malhas adicionais (torque, fluxo e velocidade) que diminuem o efeito de instabilidade.



Figura 4.9 - Estabilidade do controlador PI estacionário – carga MI, em função de $\Omega_{\rm m}$.



Figura 4.10- Resposta ao degrau de $Is_{\beta}^*=3A$ do controlador PI estacionário – carga MI, em função de Ω_m , para $f_e = 60$ Hz.

4.3.3 Sistema Controlador PI síncrono – Máquina de Indução

Nesse caso basta definir $\omega_k = \omega_e$ nas equações (4.14), (4.15) e (4.16). Para freqüência síncrona igual a 60 Hz, o diagrama de pólos e zeros do sistema resultante é mostrado na Figura 4.11, enquanto os valores dos pólos e zeros são colocados na Tabela 4.5. O efeito da variação da freqüência é verificado através da mudança da freqüência de 60 para 30 Hz, como mostrado na Figura 4.12 e Tabela 4.6. Mais uma vez, nota-se que a parte imaginária dos pólos teve seu valor modificado, da mesma maneira que tinha ocorrido para o caso do PI estacionário.

O controlador PI síncrono possui um comportamento inverso ao apresentado pelo controlador estacionário; enquanto o controlador estacionário é mais instável à medida que se aumenta a velocidade do motor, o controlador síncrono é mais estável. Esta característica do controlador síncrono se configura como uma importante vantagem quando se considera o fato de que a máquina de indução opera normalmente com velocidades mecânicas próximas à velocidade síncrona.

A Figura 4.13 mostra a faixa de estabilidade do sistema controlador PI síncrono – máquina de indução, segundo a velocidade mecânica do eixo do rotor, para as freqüências de 60 e 30 Hz.. O sistema apresenta estabilidade para velocidades acima de 750 rot/min, quando fe=60 Hz e é estável em toda a faixa de velocidade quando fe=30 Hz.

As respostas no tempo do sistema controlador síncrono – máquina de indução são apresentadas na Figura 4.14, para fe=60 Hz. Como se observa, para o caso de Ω_m =1.700 rot/min , as curvas de resposta ao degrau de corrente de referência I_{sq}* são amortecidas, estáveis e com baixa freqüência de oscilação. Para velocidade nula, as respostas possuem oscilações crescentes de alta freqüência devido ao fato do sistema encontrar-se já na zona de instabilidade. Este comportamento, similar ao caso estacionário, também é produzido pela variação da parte imaginária dos pólos complexos conjugados, com parte real 0,998, como pode ser verificado na Figura 4.11 e a Tabela 4.5. Observase também que o resto de pólos do sistema não possui variação significativa com a variação da velocidade mecânica do eixo da máquina de indução.



Figura 4.11- Raízes do controlador PI síncrono – carga MI, $f_e = 60$ Hz.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zei	ros	Pólos			
0	0,9985 ± j0,0042	$0,6429 \pm j0$	0,9985 ± j0,0943	0,5604 ± j0,0353	-0,6132 ± j0,1295	
600	0,9985±j0,0628	$0,6429 \pm j0$	0,9984 ± j0,0628	0,5604 ± j0,0348	-0,6132 ± j0,1290	
1200	0,9985 ± j0,0314	$0,6429\pm j0$	0,9984 ± j0,0314	0,5604 ± j0,0342	-0,6132 ± j0,1284	
1700	0,9985 ± j0,0052	$0,6429 \pm j0$	0,9985 ± j0,0052	0,5602 ± j0,0337	$-0,6130 \pm j0,1280$	

Tabela 4.5- Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, $f_e = 60$ Hz.



Figura 4.12- Raízes do controlador PI síncrono – carga MI, $f_e = 30$ Hz.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zeros		Pólos		
0	0,9985 ± j0,0471	$0,6429 \pm j0$	0,9985 ± j0,0471	0,5575±j0,0179	$-0,6103 \pm j0,0650$
300	0,9985 ± j0,0314	$0,6429 \pm j0$	0,9985 ± j0,0314	0,5575±j0,0176	$-0,6103 \pm j0,0647$
600	0,9985 ± j0,0157	$0,6429 \pm j0$	0,9985 ± j0,0157	0,5575±j0,0173	$-0,6103 \pm j0,0644$
850	0,9985 ± j0,0026	$0,6429 \pm j0$	0,9985 ± j0,0026	0,5575±j0,0171	$-0,6103 \pm j0,0642$

Tabela 4.6- Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, fe= 30Hz



Figura 4.13- Estabilidade do controlador PI síncrono – carga MI, em função de Ω_m , para f_e = 30 e 60Hz.



Figura 4.14- Resposta ao degrau de I_{sq} *=3 A, do controlador PI síncrono – carga MI, em função de Ω_m .

4.3.4 Efeito da variação de parâmetros no Sistema Controlador PI síncrono – Máquina de Indução

Como é de amplo conhecimento, os parâmetros da máquina de indução variam com as condições de operação da máquina. Os valores das resistências das bobinas de estator e de rotor aumentam com o aumento da temperatura de trabalho da máquina e com a freqüência elétrica de estator e rotor, respectivamente.

Por outro lado, são assumidos que a indutância de dispersão é constante, enquanto a indutância de magnetização é variável, isto é, depende da magnitude da tensão aplicada ao motor.

Na seqüência, é analisada a influência da variação destes parâmetros no desempenho dinâmico do sistema. Os valores nominais assumidos para os parâmetros são os fornecidos pelo fabricante.

- Variação da resistência de estator

A Tabela 4.7 contém os valores dos pólos e zeros para resistência de estator tendo os valores iguais a 100, 150, 200 e 250% do seu valor nominal. Os pólos e zeros são computados para as velocidades mecânicas de 0, 600, 1.200 e 1.700 rot/min, com a freqüência síncrona igual a 60 Hz.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Rs (%)	Zer	os	Pólos		
	100	0,9985 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0943	$0,5604 \pm j0,0353$	$-0,6132 \pm j0,1295$
0	150	0,9985 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0943	$0,5664 \pm j0,0340$	$-0,6360 \pm j0,1282$
0	200	0,9985 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0943	0,5722 ± j0,0328	$-0,6585 \pm j0,1270$
	250	0,9985 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0943	0,5777±j0,0316	-0,6808 ± j0,1259
	100	0,9985 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0628	$0,5604 \pm j0,0348$	$-0,6132 \pm j0,1290$
600	150	0,9985 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0628	0,5664 ± j0,0335	$-0,6359 \pm j0,1277$
000	200	0,9985 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0628	0,5722 ± j0,0323	$-0,6584 \pm j0,1265$
	250	0,9985 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0628	0,5778±j0,0311	$-0,6807 \pm j0,1254$
	100	0,9985 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0314	$0,5604 \pm j0,0342$	$-0,6132 \pm j0,1284$
1200	150	0,9985 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0314	0,5663 ± j0,0329	$-0,6358 \pm j0,1272$
1200	200	0,9985 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0314	0,5721 ± j0,0317	$-0,6584 \pm j0,1260$
	250	0,9985±j0,0314	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0314	0,5777±j0,0306	-0,6807 ± j0,1248
	100	0,9985 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0052	$0,5602 \pm j0,0337$	$-0,6130 \pm j0,1280$
1700	150	0,9985 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0052	$0,5662 \pm j0,0325$	$-0,6358 \pm j0,1267$
1700	200	0,9985 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0052	0,5720 ± j0,0313	$-0,6583 \pm j0,1255$
	250	0,9985 ± j0, 0052	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0052	0,5776 ± j0,0302	$-0,6806 \pm j0,1244$

Tabela 4.7- Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, em função de R_s

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Rs (%)	Variação do módulo dos pólos do sistema $\Delta(\%)$			
	100	0,9985 ± j0,0943	0,5604 ± j0,0353	-0,6132 ± j0,1295	
0	150	0	+1,05	+3,52	
0	200	0	+2,07	+7,01	
	250	0	+3,04	+10,47	
	100	0,9984 ± j0,0628	0,5604 ± j0,0348	$-0,6132 \pm j0,1290$	
600	150	0	+1,05	+3,51	
	200	0	+2,07	+6,99	
	250	0	+3,05	+10,46	
	100	0,9984 ± j0,0314	0,5604 ± j0,0342	-0,6132 ± j0,1284	
1200	150	0	+1,04	+3,49	
	200	0	+2,05	+6,99	
	250	RS Variação do 100 0,9985 ± j0,0943 150 0 200 0 250 0 100 0,9984 ± j0,0628 150 0 150 0 200 0 200 0 200 0 200 0 200 0 250 0 150 0 200 0 200 0 250 0 150 0 150 0 150 0 250 0 250 0 250 0	+3,04	+10,46	
	100	0,9985 ± j0,0052	0,5602 ± j0,0337	$-0,6130 \pm j0,1280$	
1700	150	0	+1,05	+3,52	
	200	0	+2,07	+7,02	
	250	0	+3,06	+10,48	

Tabela 4.8- Variação dos Pólos do controlador PI síncrono – carga MI, em função de R_s

Na Figura 4.15 é mostrado o diagrama de pólos e zeros, referente à mudança de Rs; como se observa os pólos que variam com o incremento de R_s não produzem instabilidade no sistema.



Figura 4.15- Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, em função de Rs (variação de 100% a 250% do valor nominal), com Ω_m =0, 600, 1.200 e 1.700 rot/min e f_e=60 Hz.

- Variação da resistência de rotor

Similarmente ao caso da variação da resistência de estator, na Tabela 4.9 são mostrados os valores dos pólos e zeros do sistema controlador PI síncrono, para resistência de rotor tendo os valores iguais a 100, 150, 200 e 250% do seu valor nominal. Os pólos e zeros são computados para as velocidades mecânicas de 0, 600, 1.200 e 1.700 rot/min, com fe= 60 Hz.

Na Tabela 4.10 são mostradas as porcentagens da variação dos módulos dos pólos para valores de resistência de rotor diferentes do valor nominal. Observa-se que, para cada velocidade, em relação às raízes do sistema com R_r nominal (100%), as raízes em torno de 0,99 ± j0 diminuem em módulo com o aumento da resistência R_r ; as raízes próximas de 0,56 ± j0,03 crescem 1,97%, no máximo, enquanto as raízes próximas de -0.61 ± j0.12 possuem um incremento máximo de 6,56%.

Para o caso especifico de 600 rot./min., nota-se que o incremento do valor da resistência rotórica torna o sistema estável já que o módulo dos pólos em torno de $0,99 \pm j0$ diminui. Similar ao caso da resistência estatórica, a instabilidade do sistema é causada, fundamentalmente, pela diminuição da velocidade mecânica e não pela variação da resistência rotórica.

Na Figura 4.16 é colocado o diagrama de pólos e zeros, referente á variação de Rr. Pode ser verificado que a instabilidade do sistema é causada pelos pólos alocados em torno das coordenadas $0,99 \pm j0$, sendo a estabilidade do sistema independente do aumento da resistência rotórica para as

velocidades de 1.200 e 1700 rot./min.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Rr (%)	Zer	OS	Pólos		
	100	0,9985 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0943	$0,5604 \pm j0,0353$	$-0,6132 \pm j0,1295$
0	150	0,9977 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9977 ± j0,0943	$0,5642 \pm j0,0345$	$-0,6274 \pm j0,1287$
0	200	0,9970 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9970 ± j0,0943	0,5679 ± j0,0337	$-0,6416 \pm j0,1279$
	250	0,9962 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9962 ± j0,0943	0,5716±j0,0329	$-0,6556 \pm j0,1272$
	100	0,9985 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0628	0,5604 ± j0,0348	$-0,6132 \pm j0,1290$
600	150	0,9977±j0,0628	0,6429(2)	0,9976±j0,0629	$0,5642 \pm j0,0337$	$-0,6274 \pm j0,1279$
000	200	0,9970 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9968 ± j0,0629	0,5679±j0,0326	$-0,6415 \pm j0,1268$
	250	0,9962 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9961 ± j0,0629	0,5716±j0,0316	$-0,6555 \pm j0,1258$
	100	0,9985 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0314	$0,5604 \pm j0,0342$	-0,6131 ± j0,1284
1200	150	0,9977±j0,0314	0,6429(2)	0,9976±j0,0314	0,5641 ± j0,0328	$-0,6273 \pm j0,1271$
1200	200	0,9970 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9968 ± j0,0314	0,5678 ± j0,0315	-0,6413 ± j0,1258
	250	0,9962 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9960 ± j0,0314	0,5714 ± j0,0303	$-0,6554 \pm j0,1245$
	100	0,9985 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0052	$0,5602 \pm j0,0337$	$-0,6130 \pm j0,1280$
1700	150	0,9977 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9977 ± j0,0052	0,5639 ± j0,0322	$-0,6271 \pm j0,1264$
1700	200	0,9970 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9969 ± j0,0052	0,5676 ± j0,0306	$-0,6412 \pm j0,1249$
	250	0,9962 ± j0, 0052	0,6429(2)	0,9962 ± j0, 0052	0,5711 ± j0,0291	$-0,6552 \pm j0,1234$

Tabela 4.9- Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, em função de $R_{\rm r}$

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Rr (%)	Variação do módulo dos pólos do sistema $\Delta(\%)$			
	100	0,9985 ± j0,0943	0,5604 ± j0,0353	-0,6132 ± j0,1295	
0	150	-0,08	+0,67	+2,19	
Ū	200	-0,15	+1,32	+4,39	
	250	Variação do módulo dos póle $\Delta(\%)$ 00,9985 ± j0,09430,5604 ± j0,03530-0,08+0,670-0,15+1,320-0,23+1,9700,9984 ± j0,06280,5604 ± j0,03480-0,16+1,310-0,16+1,960-0,23+1,960-0,24+1,290-0,24+1,920-0,24+1,290-0,08+0,640-0,16+1,290-0,23+1,89	+6,56		
	100	0,9984 ± j0,0628 0,5604 ± j0,0348	$-0,6132 \pm j0,1290$		
600	150	-0,08	+0,66	+2,18	
	200	-0,16	+1,31	+4,36	
	250	-0,23	+1,96	+6,52	
	100	0,9984 ± j0,0314	$0,5604 \pm j0,0342$	-0,6131 ± j0,1284	
1200	150	-0,08	+0,64	+2,18	
	200	-0,16	+1,29	+4,33	
	250	-0,24	+1,92	+6,50	
	100	0,9985 ± j0,0052	0,5602 ± j0,0337	$-0,6130 \pm j0,1280$	
1700	150	-0,08	+0,64	+2,15	
1.00	200	-0,16	+1,29	+4,32	
	250	-0,23	+1,89	+6,47	

Tabela 4.10-Variação dos Pólos do controlador PI síncrono –carga MI, em função de $\,R_r\,$



Figura 4.16- Raízes do controlador PI síncrono – carga MI, em função de R_r (variação de 100 a 250% do nominal), para Ωm=0, 600, 1.200 e 1.700 rot/min e f_e=60 Hz.

- Variação da indutância de magnetização

A indutância de magnetização da máquina de indução utilizada no presente trabalho, possui uma variação de 40 a 120% do valor nominal conforme testes experimentais apresentados no apêndice A. Utilizando esta faixa de variação para L_m , os pólos e zeros do sistema são calculados para as velocidades mecânicas $\Omega_m = 0$, 600, 1.200 e 1.700 rot./min; os valores resultantes são apresentados na Tabela 4.11.

A leitura da Tabela mostra que nas velocidades mecânicas 0 e 600 rot./min. o sistema permanece instável com exceção do ponto de operação ($\Omega_m = 600$ rot./min., $L_m = 40\%$); para as velocidades de 1.200 e 1.700 o sistema permanece sempre estável para qualquer variação de L_m de 40 até 120% do seu valor nominal.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	L _m (%)	Zer	os	Pólos		
	40	0,9964 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9964 ± j0,0943	0,5655 ± j0,0323	$-0,7028 \pm j0,1265$
0	80	0,9981 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9981 ± j0,0943	0,5613 ± j0,0348	$-0,6285 \pm j0,1290$
U	100	0,9985 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0943	0,5604 ± j0,0353	$-0,6132 \pm j0,1295$
	120	0,9987 ± j0,0942	0,6429(2)	0,9987 ± j0,0943	0,5598±j0,0357	$-0,6030 \pm j0,1299$
	40	0,9964 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9964 ± j0,0628	0,5655±j0,0318	$-0,7028 \pm j0,1261$
600	80	0,9981 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9981 ± j0,0628	0,5613 ± j0,0342	$-0,6284 \pm j0,1285$
000	100	0,9985 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0628	0,5604 ± j0,0348	$-0,6132 \pm j0,1290$
	120	0,9987 ± j0,0628	0,6429(2)	0,9987 ± j0,0628	0,5598 ± j0,0351	$-0,6029 \pm j0,1294$
	40	0,9964 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9964 ± j0,0314	0,5654 ± j0,0314	$-0,7027 \pm j0,1256$
1200	80	0,9981 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9981 ± j0,0314	0,5613 ± j0,0337	$-0,6284 \pm j0,1279$
1200	100	0,9985 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9984 ± j0,0314	0,5604 ± j0,0342	-0,6131 ± j0,1284
	120	0,9987 ± j0,0314	0,6429(2)	0,9987 ± j0,0314	0,5597 ± j0,0346	$-0,6028 \pm j0,1288$
	40	0,9964 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9964 ± j0,0052	0,5653 ± j0,0310	$-0,7027 \pm j0,1252$
1700	80	0,9981 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9981 ± j0,0052	0,5611 ± j0,0332	$-0,6283 \pm j0,1275$
1700	100	0,9985 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9985 ± j0,0052	$0,5602 \pm j0,0337$	$-0,6130 \pm j0,1280$
	120	0,9987 ± j0,0052	0,6429(2)	0,9987 ± j0,0052	0,5596 ± j0,0341	$-0,6028 \pm j0,1283$

Tabela 4.11- Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, em função de L_m

Na Tabela 4.12 são mostradas as variações, em porcentagem, dos módulos dos pólos do sistema com relação aos pólos de L_m nominal para cada caso de $\Omega_m = 0, 600, 1200$ e 1700 rot./min.

Tomando-se como ponto de referência o valor nominal da indutância de magnetização L_m , observa-se que, para cada velocidade, as raízes com parte real próxima de 0,99 têm o seu módulo variando diretamente com a variação de L_m , isto é, o módulo aumenta ou diminui com o aumento ou diminuição da indutância, respectivamente; a atenuação máxima é de 0,21% e o incremento máximo é de 0,03%. O mesmo vale para o grupo de raízes em torno de 0,56 \pm j0,03 e de -0.61 \pm j0.12. Para o primeiro grupo, a atenuação máxima é de 12% e o incremento máximo é de 0,88%,

enquanto para o segundo grupo o máximo incremento é de 13,98% e o mínimo decremento é de 1,58%.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	L _m (%)	Variação do módulo dos pólos do sistema $\Delta(\%)$			
	40	-0,21	+0,87	+13,94	
0	80	-0,04	+0,15	+2,37	
Ŭ	100	0,9985 ± j0,0943	0,5604 ± j0,0353	-0,6132 ± j0,1295	
	120	+0,02	-0,10	-1,58	
	40	-0,20	+0,88	+13,95	
600	80	-0,03	+0,15	+2,36	
	100	0,9984 ± j0,0628	0,5604 ± j0,0348	$-0,6132 \pm j0,1290$	
	120	+0,03	-0,10	-1,59	
	40	-0,20	+0,86	+13,96	
1200	80	-0,03	+0,15	+2,38	
	100	0,9984 ± j0,0314	0,5604 ± j0,0342	-0,6131 ± j0,1284	
	120	+0,03	b módulo dos pólo $\Delta(\%)$ $+0,87$ $+0,15$ $0,5604 \pm j0,0353$ $-0,10$ $+0,88$ $+0,15$ $0,5604 \pm j0,0348$ $-0,10$ $+0,86$ $+0,15$ $0,5604 \pm j0,0348$ $-0,10$ $+0,86$ $+0,15$ $0,5604 \pm j0,0342$ $-0,12$ $+0,88$ $+0,15$ $0,5604 \pm j0,0342$ $-0,12$ $+0,88$ $+0,15$ $0,5602 \pm j0,0337$ $-0,10$ $-0,10$	-1,60	
	40	-0,21	+0,88	+13,98	
1700	80	-0,04	+0,15	+2,38	
	100	0,9985 ± j0,0052	$0,5602 \pm j0,0337$	$-0,6130 \pm j0,1280$	
	120	+0,02	-0,10	-1,58	

Tabela 4.12- Variação dos Pólos do controlador PI síncrono – carga MI, em função de L_m

Para as velocidades iguais a 0 e 600 rot./min. o sistema torna-se mais instável com o aumento de L_m devido ao incremento do módulo dos pólos. No caso específico do ponto de operação ($\Omega_m = 600$ rot./min., $L_m=40\%$), nota-se que o sistema ganha estabilidade devido à diminuição em 0,02% do módulo da raiz 0,9984 ± j0,0628. Similar aos casos anteriores desenvolvidos para as resistências R_s e R_r , a instabilidade do sistema é gerada, principalmente, pela diminuição da velocidade mecânica. Na Figura 4.17 são mostrados, em um diagrama de pólos e zeros, os valores numéricos da Tabela 4.9.

Pode ser verificado também neste diagrama que a instabilidade do sistema é causada pelos pólos alocados na vizinhança das coordenadas $0,99 \pm j0$.



Figura 4.17- Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI, em função de L_m (variação de 40 a 120% do valor nominal), para $\Omega m = 0$, 600, 1.200 e 1.700 rot/min e f_e=60 Hz.

4.3.5 Sistema Controlador PI síncrono – Máquina de Indução com orientação de fluxo de rotor.

Quando a máquina de indução opera com orientação de fluxo de rotor, a componente em quadratura do vetor de fluxo do rotor é nula, isto é $\lambda_{rq} = 0$. Este fato faz com que os termos que dependem da componente λ_{rq} sejam anulados no sistema de Equações (4.14) e (4.15). Como resultado, a coluna quatro da matriz **A** assume valores zero, como pode ser observado na Equação 4.18:

$$A = \begin{bmatrix} -(\frac{K_{p} + R_{\sigma}}{\sigma L_{s}}) & \omega_{k} & (\frac{k_{r}}{\sigma L_{s}})\frac{1}{\tau_{r}} & 0 & \frac{1}{\sigma L_{s}} & 0\\ -\omega_{k} & -(\frac{K_{p} + R_{\sigma}}{\sigma L_{s}}) & -(\frac{k_{r}}{\sigma L_{s}})\omega_{m} & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_{s}} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_{m}}{\tau_{r}} & 0 & -\frac{1}{\tau_{r}} & 0 & 0 & 0\\ 0 & \frac{L_{m}}{\tau_{r}} & -(\omega_{k} - \omega_{m}) & 0 & 0 & 0\\ -K_{i} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & -K_{i} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(4.18)

Recalculando os pólos e zeros com estes novos dados, obtém-se o diagrama da Figura 4.18, para $\Omega m = 0, 600, 1.200 \text{ e } 1.700 \text{ rot./min.}$ A Tabela 4.13 contém os valores numéricos dos pólos e zeros.



Figura 4.18- Variação dos pólos do controlador PI síncrono – carga MI com orientação de fluxo de rotor , para $\Omega_m = 0, 600, 1.200 \text{ e } 1.700 \text{ rot/min e } f_e = 60 \text{Hz}.$
$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zeros		Pólos		
0	0,9985±j0	$0,6429 \pm j0$	$0,9985 \pm j0$	$0,5604 \pm j0,0353$	-0,6132 ± j0,1295
600	0,9985±j0	$0,6429 \pm j0$	$0,9985 \pm j0$	$0,5604 \pm j0,0350$	-0,6132 ± j0,1293
1200	0,9985±j0	$0,6429 \pm j0$	$0,9985 \pm j0$	$0,5603 \pm j0,0347$	-0,6131 ± j0,1290
1700	0,9985±j0	$0,6429 \pm j0$	0,9985±j0	0,5603 ± j0,0345	-0,6131 ± j0,1288

Tabela 4.13- Pólos e zeros do controlador PI síncrono – carga MI com orientação de fluxo de rotor, em função de Ω_m e f_e = 60Hz.

Pode-se notar que para as quatro velocidades mecânicas indicadas, o lugar das raízes é inalterado e os pólos e zeros permanecem dentro do círculo unitário. A estratégia de orientação de fluxo de rotor diminui a ordem do sistema já que a componente λ_{rq} é eliminada. Este fato elimina também parte da interação da velocidade mecânica ω_m na resposta dinâmica do sistema. Observa-se também que o comportamento dos pólos com parte real igual a 0,9985 é governado principalmente pelo fluxo de rotor e muito pouco pela variação dos parâmetros da máquina.

4.4 Sistema Controlador Preditivo – Máquina de Indução

Para realizar a análise dinâmica do sistema utilizando o método de equações de estado, as equações de tensão do estator e rotor da máquina de indução (3.8) e (3.9) precisam ser escritas de forma que cada equação apresente a derivada correspondente a uma variável. Para obter isto na equação de estator, a expressão da derivada do fluxo de rotor da Equação (3.9) é substituída na Equação (3.8). A Equação (3.9) não exige alteração, porque já está na forma de equação de estados; com isto, estas equações podem ser escritas como:

$$\vec{V}_{s} = \left(R_{\sigma} + j_{\omega_{k}}\sigma_{L_{s}}\right)\vec{I}_{s} + \sigma_{L_{s}}\frac{d\vec{I}_{s}}{dt} + \frac{L_{m}}{L_{r}}\left(-\frac{1}{\tau_{r}} + j_{\omega_{m}}\right)\vec{\lambda}_{r}$$
(4.19)

$$0 = \tau_r \frac{d\lambda_r}{dt} + \left[1 + j\tau_r(\omega_k - \omega_m)\right]\vec{\lambda}_r - L_m \vec{I}_s.$$
(4.20)

O equivalente discreto das equações (4.19) e (4.20) é:

$$\vec{\mathbf{V}}_{s}(\mathbf{k}) = \left(\mathbf{R}_{\sigma} + \mathbf{j}_{\omega\mathbf{k}}\sigma_{\mathbf{L}_{s}}\right)\vec{\mathbf{I}}_{s}(\mathbf{k}) + \sigma_{\mathbf{L}_{s}}\left(\frac{\vec{\mathbf{I}}_{s}(\mathbf{k}+1) - \vec{\mathbf{I}}_{s}(\mathbf{k})}{T_{s}}\right) + \frac{\mathbf{L}_{m}}{\mathbf{L}_{r}}\left(-\frac{1}{\tau_{r}} + \mathbf{j}_{\omega_{m}}\right)\vec{\lambda}_{r}(\mathbf{k})$$
(4.21)

$$0 = \tau_{\rm r} \left(\frac{\vec{\lambda}_{\rm r}(\mathbf{k}+1) - \vec{\lambda}_{\rm r}(\mathbf{k})}{T_{\rm s}} \right) + \left[1 + j\tau_{\rm r}(\omega_{\rm k} - \omega_{\rm m}) \right] \vec{\lambda}_{\rm r}(\mathbf{k}) - L_{\rm m} \vec{\rm I}_{\rm s}(\mathbf{k})$$
(4.22)

A equação do controlador preditivo tem o objetivo de calcular a tensão que deve ser aplicada ao estator da máquina, para que no próximo ciclo de amostragem o vetor corrente de estator alcance o vetor corrente de referência. Analiticamente, este princípio pode ser implementado

utilizando a Equação 4.21 como equação do controlador. Como resultado, obtém-se a seguinte expressão:

$$\vec{\mathbf{V}}_{s}^{*}(\mathbf{k}) = \left(\hat{\mathbf{R}}_{\sigma} + j\omega_{k}\hat{\sigma} \ \hat{\mathbf{L}}_{s}\right)\vec{\mathbf{I}}_{s}(\mathbf{k}) + \hat{\sigma} \ \hat{\mathbf{L}}_{s}\left(\frac{\vec{\mathbf{I}}_{s}^{*}(\mathbf{k}) - \vec{\mathbf{I}}_{s}(\mathbf{k})}{T_{s}}\right) + \frac{\hat{\mathbf{L}}_{m}}{\hat{\mathbf{L}}_{r}}\left(-\frac{1}{\hat{\tau}_{r}} + j\hat{\omega}_{m}\right)\vec{\lambda}_{r}(\mathbf{k})$$
(4.23)

sendo os parâmetros estimados da máquina de indução dados por $\hat{\sigma}$, \hat{R}_{σ} , \hat{L}_{s} , \hat{L}_{r} , \hat{L}_{m} e $\hat{\tau}_{r}$, e a velocidade mecânica estimada em radianos elétricos por segundo por $\hat{\omega}_{m}$.

Na Equação (4.23), o vetor tensão de referência $\vec{v}_s^*(k)$ é computado no instante k, com o requerimento de que o valor do próximo estado do vetor de corrente $\vec{I}_s(k+1)$ seja igual ao vetor corrente de referência $\vec{I}_s^*(k)$.

O passo seguinte é assumir que o vetor $\vec{v}_s^*(k)$ seja igual ao vetor tensão aplicado na máquina de indução $\vec{v}_s(k)$; a partir dessa hipótese, e utilizando as Equações (4.21) e (4.23), pode-se obter a Equação (4.24) que não depende do vetor $\vec{v}_s^*(k)$, isto é.

$$\vec{I}_{s}(k+1) = \left[\left(\frac{R_{\sigma} - \hat{R}_{\sigma}}{\sigma L_{s}} \right) T_{s} - (1 - j\omega_{k} T_{s}) \left(1 - \frac{\hat{\sigma} - \hat{L}_{s}}{\sigma L_{s}} \right) \right] \vec{I}_{s}(k) + \left(\frac{T_{s}}{\sigma L_{s}} \right) \left[\left(\frac{L_{m}}{L_{r}} \frac{1}{\tau_{r}} - \frac{\hat{L}_{m}}{\hat{L}_{r}} \frac{1}{\hat{\tau}_{r}} \right) - j \left(\frac{L_{m}}{L_{r}} \omega_{m} - \frac{\hat{L}_{m}}{\hat{L}_{r}} \hat{\omega}_{m} \right) \right] \vec{\lambda}_{r}(k) + \frac{\hat{\sigma} - \hat{L}_{s}}{\sigma L_{s}} \vec{I}_{s}^{*}(k) \quad (4.24)$$

Reescrevendo a Equação (4.22) para que o fluxo $\vec{\lambda}_r(k+1)$ fique à esquerda da igualdade, tem-se que:

$$\vec{\lambda}_{r}(k+1) = \frac{L_{m}T_{s}}{\tau_{r}}\vec{I}_{s}(k) + \left[1 - \frac{T_{s}}{\tau_{r}} - jT_{s}(\omega_{k} - \omega_{m})\right]\vec{\lambda}_{r}(k)$$
(4.25)

As Equações (4.24) e (4.25) representam o sistema de equações de variáveis de estado do sistema controlador preditivo - máquina de indução, com a matriz de estado deste sistema dada por:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ -a_{12} & a_{11} & -a_{14} & a_{13} \\ \frac{L_m}{\tau_r} T_s & 0 & \left(1 - \frac{T_s}{T_r}\right) & T_s(\omega_k - \omega_m) \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} T_s & -T_s(\omega_k - \omega_m) & \left(1 - \frac{T_s}{T_r}\right) \end{bmatrix}$$
(4.26)

com:

$$a_{11} = -\left[\left(\frac{R_{\sigma} - \hat{R}_{\sigma}}{\sigma L_{s}} \right) T_{s} - \left(1 - \frac{\hat{\sigma} \hat{L}_{s}}{\sigma L_{s}} \right) \right]$$

$$a_{12} = \omega_k T_s \left(1 - \frac{\hat{\sigma} \hat{L}_s}{\sigma L_s} \right)$$

$$a_{13} = \left(\frac{T_{s}}{\sigma L_{s}}\right) \left(\frac{L_{m}}{L_{r}} \frac{1}{\tau_{r}} - \frac{\hat{L}_{m}}{\hat{L}_{r}} \frac{1}{\hat{\tau}_{r}}\right)$$

$$a_{14} = \left(\frac{T_{s}}{\sigma L_{s}}\right) \left(\frac{L_{m}}{L_{r}} \omega_{m} - \frac{\hat{L}_{m}}{\hat{L}_{r}} \hat{\omega}_{m}\right)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\hat{\sigma}}{\sigma} \frac{\hat{L}_{s}}{L_{s}} & 0\\ 0 & \frac{\hat{\sigma}}{\sigma} \frac{\hat{L}_{s}}{L_{s}}\\ 0 & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} e \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

e os vetores de estado e excitação são dados, respectivamente, por:

$$\vec{\mathbf{x}}(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sx}(\mathbf{k}) \\ \mathbf{I}_{sy}(\mathbf{k}) \\ \lambda_{rx}(\mathbf{k}) \\ \lambda_{ry}(\mathbf{k}) \end{bmatrix} \mathbf{e} \quad \vec{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sx}^{*}(\mathbf{k}) \\ \mathbf{I}_{sy}^{*}(\mathbf{k}) \end{bmatrix}.$$

O sistema resultante é de 4^a ordem e é válido para qualquer sistema de referência ω_k com coordenadas x-y.

O caso ideal do sistema representado pelas Equações (4.24) e (4.25) ocorre quando os parâmetros do controlador são iguais aos parâmetros da máquina de indução. Neste caso, a Equação (4.24) é simplificada para:

$$\vec{I}_{s}(k+1) = \vec{I}_{s}^{*}(k)$$
 (4.27)

pois os termos a_{11} , a_{12} , a_{13} e a_{14} são nulos. Esta equação indica que, no instante (k+1), o vetor de corrente $\vec{I}_s(k+1)$ é igual ao valor do vetor corrente de referência $\vec{I}_s^*(k)$, definido no instante k. Esta estratégia de controle é comumente conhecida como resposta "deadbeat".

4.4.1. Análise do Sistema Controlador Preditivo Estacionário – Máquina de Indução

A matriz de estado A para o caso do controlador descrito no sistema estacionário é obtido tomando $\omega_k=0$ na matriz A da Equação (4.26), resultando na nova matriz:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{13} & a_{14} \\ 0 & a_{11} & -a_{14} & a_{13} \\ \frac{L_m}{\tau_r} T_s & 0 & \left(1 - \frac{T_s}{T_r}\right) & -T_s \omega_m \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} T_s & T_s \omega_m & \left(1 - \frac{T_s}{T_r}\right) \end{bmatrix}$$
(4.28)

Para avaliar o comportamento do controlador preditivo com a variação da velocidade mecânica, assume-se, inicialmente, o caso ideal, isto é, os parâmetros do controlador são iguais aos parâmetros da máquina de indução. O diagrama de pólos e zeros do sistema resultante é o da Figura (4.19), e os valores dos pólos e zeros resultantes são mostrados na Tabela 4.14, para fe=60 Hz. Os resultados referentes a freqüência de 30 Hz estão na Figura 4.20 e Tabela 4.15.

Como se observa na Tabela 4.14, um par de pólos sempre está alocado na origem do sistema de coordenadas, enquanto os pólos com parte real igual a 0,9985 possuem uma componente imaginária crescente com o aumento da velocidade mecânica, tornando o sistema instável, a partir da velocidade mecânica igual a 1.050 rot/min. Outro ponto notável é que o pólo não nulo está associado á dinâmica do rotor, como se conclui da análise da matriz A (equação 4.28), que tem termos nulos nas duas primeiras linhas, enquanto nas outras duas linhas os termos são dependentes dos parâmetros do rotor.

A Figura 4.21 ilustra este fato utilizando o índice de estabilidade.



Figura 4.19- Pólos e zeros do controlador preditivo estacionário-carga MI, em função de Ω_m , para $f_e=60Hz$

Tabela 4.14- Pólos e zeros do controlador preditivo estacionário - carga MI,

 $f_e = 60Hz$

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zeros	Pólos	
0	0,9985 ± j0	0,9985 ± j0	$0 \pm j0$
600	0,9985±j0,0314	0,9985 ± j0,0314	$0 \pm j0$
1200	0,9985±j0,0628	0,9985 ± j0,0628	$0 \pm j0$
1700	0,9985±j0,0890	0,9985 ± j0,0890	$0 \pm j0$



Figura 4.20- Pólos e zeros do controlador preditivo estacionário-carga MI, em função de Ω_m , f_e = 30Hz.

Tabela 4.15- Pólos e zeros	do controlador preditiv	o estacionário – carga MI.
	ao controlador predicit	o cotacionario carga ming

 $f_e = 30Hz$

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zeros	Pólos	
0	0,9985± j0	0,9985± j0	0± j0
300	0,9985±j0,0157	0,9985 ± j0,0157	0± j0
600	0,9985±j0,0314	0,9985±j0,0314	0± j0
850	0,9985±j0,0445	0,9985±j0,0445	0± j0



Figura 4.21- Estabilidade do controlador Preditivo Estacionário – carga MI, em função da velocidade de eixo, f_e = 30 e 60Hz.

4.4.2. Análise do Sistema Controlador Preditivo Síncrono – Máquina de Indução

A matriz de estado A para o caso do sistema síncrono é obtido tomando $\omega_k = \omega_e = 2\pi f_e$ na Equação (4.26). Considerando o caso ideal, da mesma forma que foi feito para o sistema estacionário, os pólos e zeros do sistema são mostrados na Figura 4.22, para as mesmas velocidades adotadas para o caso estacionário. Os valores dos pólos e zeros são colocados na Tabela 4.16. Para fe=30 Hz, os resultados estão na Figura 4.23 e Tabela 4.17.



Figura 4.22- Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono-carga MI, $f_e = 60$ Hz.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zeros	Pó	los
0	0,9985 ± 0,0942	$0,9985 \pm 0,0942$	$0 \pm j0$
600	0,9985 ± 0,0628	0,9985 ± 0,0628	$0 \pm j0$
1200	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0314	$0 \pm j0$
1700	0,9985 ± 0,0052	$0,9985 \pm 0,0052$	$0 \pm j0$

Tabela 4.16-Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, $f_e = 60Hz$





Figura 4.23- Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono-carga Mi, f_e = 30 Hz

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zeros	Pólos	
0	0,9985 ± 0,0471	$0,9985 \pm 0,0471$	$0 \pm j0$
300	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0314	$0 \pm j0$
600	0,9985 ± 0,0157	0,9985 ± 0,0157	$0 \pm j0$
850	0,9985 ± 0,0026	$0,9985 \pm 0,0026$	$0 \pm j0$

Tabela 4.17- Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, f_e = 30Hz

Diferentemente do que ocorreu para o controlador descrito no sistema estacionário, para fe=60 Hz, o controlador preditivo síncrono possui pólos complexos conjugados externos ao círculo unitário para a velocidade nula e para a velocidade de 600 rot./min; para $\Omega_m = 1.200$ e 1.700 rot/min todos os pólos

se localizam no interior do círculo. O sistema ganha estabilidade para velocidades acima de 750 rot/min conforme mostrado na Figura 4.24, quando fe=60 HZ. A diminuição da freqüência par 30 Hz, torna o sistema estável em toda a faixa de velocidade da operação do motor.



Figura 4.24- Estabilidade do controlador Preditivo Síncrono – carga MI, em função da velocidade de eixo, $f_e = 30 e$ 60Hz

De forma similar ao controlador PI síncrono, o controlador preditivo síncrono possui um comportamento estável para velocidades mecânicas próximas da síncrona (escorregamentos baixos); esta característica dinâmica do controlador síncrono é benéfica, já que a máquina de indução opera nominalmente com velocidades mecânicas perto da velocidade síncrona.

4.4.3 Efeito da variação de parâmetros no Sistema Controlador Preditivo síncrono – Máquina de Indução

O desempenho do controlador preditivo é afetado pela variação dos parâmetros da máquina de indução e pela imprecisão na estimação deles. Para quantificar a influência de cada parâmetro sobre a resposta do controlador, são computadas individualmente as raízes para variações dos parâmetros R_s , R_r e L_m da máquina de indução.

- Variação da resistência de estator

Seguindo uma análise similar ao caso do sistema controlador PI síncrono – máquina de indução, na Tabela 4.18 são mostrados os valores dos pólos e zeros para resistência de estator tendo os valores iguais a 100, 150, 200 e 250% do seu valor nominal. Os pólos e zeros são computados para as velocidades mecânicas de 0, 600, 1.200 e 1.700 rot/min, sendo a freqüência síncrona igual a 60 Hz, em todos os casos.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	R _s (%)	Zeros	Pólos	
	100	0,9985 ± 0,0942	0,9985 ± 0,0942	0
0	150	0,9985 ± 0,0942	0,9985 ± 0,0942	0,0167
0	200	0,9985 ± 0,0942	0,9985 ± 0,0942	0,0335
	250	0,9985 ± 0,0942	0,9985 ± 0,0942	0,0502
	100	0,9985 ± 0,0628	0,9985 ± 0,0628	0
600	150	0,9985 ± 0,0628	0,9985 ± 0,0628	0,0167
000	200	0,9985 ± 0,0628	0,9985±0,0628	0,0335
	250	0,9985 ± 0,0628	0,9985 ± 0,0628	0,0502
	100	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0314	0
1 200	150	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0314	0,0167
1.200	200	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0314	0,0335
	250	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0314	0,502
	100	0,9985 ± 0,0052	0,9985 ± 0,0052	0
1 700	150	0,9985 ± 0,0052	0,9985 ± 0,0052	0,0167
1.700	200	0,9985 ± 0,0052	0,9985 ± 0,0052	0,0335
	250	0,9985 ± 0,0052	0,9985 ± 0,0052	0,0502

Tabela 4.18- Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, em função de R_s

Pode-se observar que as coordenadas dos pólos em torno de $0,99 \pm 0,0$ não são alteradas com a variação da resistência R_s , pois, como já foi visto na Tabela 4.14, estes pólos não dependem dos parâmetros do estator. Pode-se dizer, então, que a instabilidade é produzida unicamente pela variação da velocidade mecânica.

- Variação da resistência de rotor

Adotando os mesmos critérios da seção anterior, tem-se a Tabela 4.19 que mostra os valores dos pólos e zeros para resistência de estator tendo os valores iguais a 100, 150, 200 e 250% do seu valor nominal. Os pólos e zeros são computados para as velocidades mecânicas de 0, 600, 1.200 e 1.700 rot/min, sendo a freqüência síncrona igual a 60 Hz, em todos os casos. Observa-se que as raízes próximas a $0,99 \pm j0$ diminuem em módulo, quando a resistência R_r aumenta, as raízes da origem de coordenadas são deslocadas ligeiramente para o eixo real positivo.

Para o caso especifico de 600 rot./min., nota-se que o incremento do valor da resistência rotórica torna o sistema estável já que os módulos dos pólos, próximos a $0,99 \pm j0$, diminuem. Similar ao caso da resistência estatórica, a instabilidade do sistema é causada fundamentalmente pela diminuição da velocidade mecânica e não pela variação da resistência rotórica.

Conclui-se então, que a variação das resistências R_s e R_r da máquina de indução não produzem efeitos de instabilidade na dinâmica do sistema, resultando em uma baixa sensibilidade do sistema à variação destes parâmetros.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	R _r (%)	Zeros	Pólos	
	100	0,9985 ± 0,0942	0,9985 ± 0,0942	0
0	150	$0,9977 \pm 0,0942$	0,9977 ± 0,0942	0,0104
0	200	0,9970 ± 0,0942	0,9970 ± 0,0942	0,0208
	250	$0,9962 \pm 0,0942$	0,9963 ± 0,0942	0,0312
	100	$0,9985 \pm 0,0628$	0,9985±0,0628	0
600	150	$0,9977 \pm 0,0628$	$0,9977 \pm 0,0628$	0,0104
000	200	$0,9970 \pm 0,0628$	$0,9970 \pm 0,0628$	0,0208
	250	0,9962 ± 0,0628	0,9963 ± 0,0628	0,0312
	100	0,9985 ± 0,0314	$0,9985 \pm 0,0314$	0
1 200	150	0,9977 ± 0,0314	0,9977 ± 0,0314	0,0104
1.200	200	0,9970 ± 0,0314	0,9970 ± 0,0314	0,0208
	250	0,9962 ± 0,0314	0,9963 ± 0,0314	0,0312
	100	0,9985 ± 0,0052	$0,9985 \pm 0,0052$	0
1 700	150	0,9977 ± 0,0052	0,9977 ± 0,0052	0,0104
1.700	200	0,9970 ± 0,0052	$0,9970 \pm 0,0052$	0,0208
	250	0,9962 ± 0,0052	0,9963 ± 0,0052	0,0312

Tabela 4.19- Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, em função de R_r

- Variação da indutância de magnetização

Na Tabela 4.20 é mostrada a influência da variação da indutância de magnetização L_m nos valores dos pólos é zeros do sistema controlador preditivo síncrono – máquina de indução.

A variação de L_m produz a incorporação de uma parte imaginária aos pólos alocados na origem do sistema de coordenadas. A diminuição de L_m produz um aumento no módulo da componente imaginária, enquanto o seu aumento produz a diminuição da dita componente.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	L _m (%)	Zeros	Pólos	
	40	0,9964 ± 0,0942	0,9965 ± 0,0942	0,0398 ± 0,0040
0	80	0,9981 ± 0,0942	0,9981 ± 0,0942	$0,0067 \pm 0,0007$
0	100	$0,\!9985 \pm 0,\!0942$	0,9985 ± 0,0942	0
	120	$0,\!9987 \pm 0,\!0942$	0,9987 ± 0,0942	$-0,0045 \pm 0,0005$
	40	0,9964 ± 0,0628	0,9965 ± 0,0628	$0,0398 \pm 0,0040$
600	80	0,9981 ± 0,0628	0,9981 ± 0,0628	$0,0067 \pm 0,0007$
000	100	$0,9985 \pm 0,0628$	0,9985±0,0628	0
	120	0,9987 ± 0,0628	0,9987 ± 0,0628	$-0,0045 \pm 0,0005$
	40	0,9964 ± 0,0314	0,9965 ± 0,0313	0,0398 ± 0,0039
1 200	80	0,9981 ± 0,0314	0,9981 ± 0,0314	$0,0067 \pm 0,0007$
1.200	100	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0314	0
	120	0,9987 ± 0,0314	0,9987 ± 0,0314	$-0,0045 \pm 0,0004$
	40	$0,9964 \pm 0,0052$	$0,9965 \pm 0,0051$	$0,0398 \pm 0,0039$
1 700	80	0,9981 ± 0,0052	0,9981 ± 0,0052	0,0067 ± 0,0007
1.700	100	$0,9985 \pm 0,0052$	0,9985 ± 0,0052	0
	120	0,9987 ± 0,0052	0,9987 ± 0,0053	$-0,0045 \pm 0,0004$

Tabela 4.20 - Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, em função de $L_{\rm m}$

Com o aumento de L_m , os pólos da origem são deslocados para o lado esquerdo do círculo. A diminuição de L_m desloca estes pólos para o lado direito do círculo unitário. Em toda a faixa de variação de L_m , o sistema se mantém estável.

-Velocidade mecânica estimada diferente da velocidade mecânica real.

Na Figura 4.25 é mostrada a sensibilidade do sistema à variação da velocidade mecânica estimada $\hat{\omega}_m$, quando a mesma é de 1.700 rot/min. Os correspondentes valores dos pólos e zeros estão colocados na Tabela 4.21.



Figura 4.25- Sensibilidade à variação de $\hat{\Omega}_m$ do controlador preditivo síncrono-carga MI, para Ω_m =1.700 rot/min e f_e = 60 Hz.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	$\hat{\Omega}_{m}$ (%)	Zeros	Pólos	
	80	0,9985 ± 0,0628	0,9985 ± 0,0630	0 ± 0,0001
600	90	0,9985 ± 0,0628	0,9985 ± 0,0629	0 ± 0,0001
000	100	0,9985 ± 0,0628	0,9985 ± 0,0628	0
	110	0,9985 ± 0,0628	0,9985 ± 0,0628	0 ± 0,0001
	80	0,9985 ± 0,0317	0,9985 ± 0,0317	0 ± 0,0003
1 200	90	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0315	$0 \pm 0,0001$
1.200	100	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0314	0
	110	0,9985 ± 0,0314	0,9985 ± 0,0313	0 ± 0,0001
	94	0,9985 ± 0,0052	0,9985 ± 0,0053	$0 \pm 0,0001$
1 700	97	0,9985 ± 0,0052	$0,9985 \pm 0,0053$	0 ± 0,0001
1.700	100	0,9985 ± 0,0052	$0,9985 \pm 0,0052$	0
	106	0,9985 ± 0,0052	0,9986 ± 0,0051	0 ± 0,0001

Tabela 4.21- Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI, em função da variação de velocidade de eixo estimada

Conforme pode ser observado na Figura 4.21, os erros na velocidade estimada $\hat{\omega}_m$ não produzem alterações dinâmicas significativas no desempenho do sistema.

4.4..4 Sistema controlador preditivo síncrono – maquina de indução com orientação de fluxo de rotor.

No caso do sistema possuir orientação de fluxo de rotor os termos a_{14} , a_{24} , a_{34} , e a_{44} da matriz A da Equação (4.26) são nulos e as respectivas raízes do sistema resultante são mostradas na Figura 4.26.



Figura 4.26- Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono-máquina de indução com orientação de fluxo de rotor, para $\Omega_m = 0, 600, 1.200$ e 1.700 rot/min e f_e = 60Hz.

Neste sistema os pólos e zeros para as quatro velocidades permanecem inalterados. Na Tabela 4.22 são mostrados os valores obtidos para os pólos e zeros.

$\Omega_{\rm m}$ (rot/min)	Zeros		Pólos	
0	0,9985	0(1)	0,9985	0(3)
600	0,9985	0(1)	0,9985	0(3)
1200	0,9985	0(1)	0,9985	0(3)
1700	0,9985	0(1)	0,9985	0(3)

Tabela 4.22-Pólos e zeros do controlador preditivo síncrono – carga MI com orientação de fluxo de rotor

Como pode ser verificada, a partir dos resultados colocados na Tabela 4.22, a orientação de fluxo de rotor tem como vantagem, além claro daquela inerente à orientação, a eliminação das componentes complexas nos pólos e zeros do sistema, melhorando a resposta do controlador preditivo síncrono.

4.5 Relação entre os parâmetros dos controladores de corrente e as constantes de tempo do sistema

Um outro enfoque de análise para os sistemas de controle de corrente consiste na análise da constante de tempo predominante em cada equação. Este enfoque é utilizado na análise dos resultados experimentais do capítulo 5.

No caso do sistema de equações da máquina de indução funcionando sem controle de corrente, as Equações (4.19) e (4.20) podem ser expressas como

$$\tau_{\sigma} \frac{d\vec{I}_{s}}{dt} + \vec{I}_{s} = -(j_{\omega_{k}}\tau_{\sigma})\vec{I}_{s} + k_{r} \left(\frac{1}{\tau_{r}} - j_{\omega_{m}}\right)\vec{\lambda}_{r} + \frac{1}{R_{\sigma}}\vec{V}_{s}$$
(4.29)

$$\tau_r \frac{d\tilde{\lambda}_r}{dt} + \vec{\lambda}_r = -j\tau_r (\omega_k - \omega_m)\vec{\lambda}_r - L_m \vec{I}_s$$
(4.30)

sendo, $\tau_{\sigma} = \frac{\sigma L_s}{R_{\sigma}}$ $e \quad k_r = \frac{L_m}{L_r}$.

As Equações (4.29) e (4.30) têm como variáveis de estado os vetores da corrente de estator e do fluxo de rotor. A Equação de estator possui uma pequena constante de tempo τ_{σ} que depende basicamente da indutância de dispersão e da resistências das bobinas de estator e rotor, enquanto a Equação de rotor (4.30) tem uma constante de tempo τ_r grande que depende da indutância e a resistência de rotor[49]. No nosso caso, temos os seguintes valores: $\tau_{\sigma} = 4,6$ mseg e $\tau_r = 164,1$ mseg. Portanto, a dinâmica da corrente do estator é 35 vezes mais rápida do que a do fluxo do rotor. Esta dinâmica é fisicamente observada na ondulação da corrente cuja magnitude, geralmente, é limitada em acionamentos de alto desempenho.

Para o caso do sistema controlador PI – máquina de indução, a constante de tempo τ_{σ} é diminuída pela ação do ganho Kp do controlador PI, isto pode ser observado na Equação 3.14 redefinida na Equação 4.31.

$$\tau'_{\sigma} \frac{d\vec{I}_{s}}{dt} + \vec{I}_{s} = -j_{\omega_{k}} \tau'_{\sigma} \vec{I}_{s} + \frac{k_{r}}{K_{p} + R_{\sigma}} (\frac{1}{\tau_{r}} - j_{\omega_{m}}) \vec{\lambda}_{r} + \frac{1}{K_{p} + R_{\sigma}} \vec{X} + \frac{K_{p}}{K_{p} + R_{\sigma}} \vec{I}_{s}^{*}$$
(4.32)

sendo, $\tau'_{\sigma} = \frac{\sigma L_s}{K_p + R_{\sigma}}$

A constante de tempo τ'_{σ} da Equação (4.32) do sistema com controle de corrente, pode ser apropriadamente controlada ajustando o valor da constante Kp do controlador PI. Esta propriedade de se controlar a constante de tempo pelo ajuste de Kp não está presente na máquina de indução operando em malha aberta, já que a sua constante de tempo τ_{σ} somente depende dos parâmetros da máquina.

Para o caso da Equação (4.24) relativa ao controlador preditivo, a resposta do controlador está associado ao termo $\left(\frac{R_{\sigma} - \hat{R}_{\sigma}}{\sigma L_{s}}\right)$, e isto significa que quanto mais precisa for a estimação da resistência

de estator melhor será a resposta do controlador.

4.6 Conclusões

Neste capítulo foram analisados o desempenho dos controladores PI e preditivo de corrente, alimentando a carga passiva RL e o motor de indução.

Os controladores estacionários aplicados a carga RL passiva e ao motor de indução apresentam erro de corrente para freqüências síncronas diferentes de zero, sendo a existência deste erro de corrente explicada pelo termo de acoplamento $(j\omega_e)$ presente nas equações do sistema.

No caso dos controladores síncronos aplicados à carga RL passiva e ao motor de indução, os resultados mostram o desempenho superior do síncrono sobre o estacionário, quando se opera com freqüência de estator variável e velocidade mecânica variável. Duas causas contribuem para que isso ocorra: a primeira está associada ao fato dos controladores estacionários regularem correntes senoidais em regime permanente, enquanto os síncronos operam com correntes continuas. Esta diferença entre os controladores permite que o termo integrador do controlador PI somente forneça ganho infinito para os sinais de entrada do controlador síncrono (sinais de corrente contínua); a segunda causa está relacionada à conveniente alocação dos pólos do sistema (em zonas de maior estabilidade), quando se opera com a máquina de indução na região de baixo escorregamento.

A variação dos parâmetros da máquina de indução não influencia a estabilidade do sistema, sendo esta determinada fundamentalmente pela freqüência e velocidade mecânica. Quando o motor opera

com orientação de campo de rotor, a velocidade deixa de influenciar na estabilidade do sistema, tanto no PI síncrono quanto no preditivo síncrono.

Geralmente, nos acionamentos elétricos com motores, além da malha de corrente têm-se também as malhas de fluxo, de torque e de velocidade. Sendo assim, deve-se em trabalhos futuros, estudar a influência dessas malhas na alocação dos pólos e zeros do sistema.

Capítulo 5

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais dos controladores de corrente PI, preditivo e "fuzzy". Os resultados de simulação apresentados neste capítulo consideram os harmônicos da fonte de tensão. Todos os resultados de simulação e experimentais referem-se à carga motor de indução.Adicionalmente, são comentados os aspectos físicos pelos quais os resultados ideais obtidos no capitulo 4 não são completamente verificados experimentalmente.

A bancada experimental utilizada foi implementada tendo como CPU principal o processador digital de sinais DSP96002 que possui elevada capacidade de processamento. Devido a este fato, foi possível, incluir todos os algoritmos de controle utilizando rotinas concorrentes no programa desenvolvido para o DSP.

Na seção 5.2 faz-se uma descrição do processo de implementação experimental do sistema de controle considerando as fontes de erro dos algoritmos e circuitos utilizados.

Na seção 5.3 são apresentados e comentados os resultados de simulação obtidos dos controladores em regime permanente e transitório.

Na seção 5.4 são apresentados os resultados de bancada experimental

Na seção 5.5 são apresentados as conclusões do capítulo.

5.2 Critérios de implementação experimental

Para a realização da análise do sistema, foi montada uma bancada de laboratório com os algoritmos de controle vetorial, de controle de corrente, aquisição de tensões e correntes e processamento dos sinais do encoder implementados em linguagem "assembly" do processador digital de sinais DSP96002. A descrição completa da bancada experimental utilizada no projeto de pesquisa está no Apêndice B.

Nos seguintes itens será feita uma descrição do funcionamento do sistema implementado. Uma comparação com os modelos teóricos analisados no capítulo 4 é realizada com a finalidade de mostrar as diferenças, vantagens e limitações dos modelos teóricos analisados.

5.2.1 Sistema Experimental

Conforme é apresentado no diagrama de blocos da Figura 5.1, o sistema apresenta três malhas de controle: a de velocidade, a de controle vetorial e a de controle de corrente.



Figura 5.1 - Sistema de controle para o motor de indução

As grandezas medidas são duas correntes e a velocidade. As tensões chaveadas de alimentação da máquina de indução $V_{s\alpha}$ e $V_{s\beta}$ são geradas pelo modulador de vetores espaciais a partir das tensões de referência $V^*{}_{s\alpha}$ e $V^*{}_{s\beta}$, sendo que estas tensões de referência são geradas pelo controlador de corrente a partir das correntes de referência $I^*{}_{sd}$ e $I^*{}_{sq}$, correntes reais $I_{s\alpha}$ e $I_{s\beta}$ e tensão induzida $V_{1\alpha}$ e $V_{1\beta}$ (no caso do controlador preditivo).

A velocidade mecânica Ω_m do eixo do rotor é determinada a partir dos períodos dos pulsos gerados por um "encoder" incremental e é realimentada para as malhas de controle vetorial, velocidade e estimador de tensão induzida.

O bloco estimador de tensão induzida tem como entradas a velocidade e as correntes de linha do estator, para implementar o diagrama de blocos anteriormente apresentado na Figura 3.5.

O bloco de controle vetorial utiliza as referências de fluxo de rotor e torque eletromagnético para gerar as referências de corrente de estator I^*_{sd} e I^*_{sq} assim como fornecer o ângulo para a rotação do sistema de coordenadas.

A implementação experimental apresenta aspectos físicos comumente não considerados na simulação dos modelos. Deve-se considerar além da variação dos parâmetros da máquina de indução, a influência de parâmetros adicionais tais como variação do período de amostragem, erros na aquisição das correntes, tensões e na estimação da velocidade, limitações dos algoritmos matemáticos de controle, impossibilidade de gerar todos os vetores espaciais de tensão, etc.

Neste sentido, por exemplo, o bom funcionamento do controlador de corrente depende fortemente do algoritmo de controle vetorial envolvido. Um erro na sintonização desta malha produz um ângulo de rotação do sistema de coordenadas fora de sincronismo do ângulo do fluxo produzindo também correntes girantes com magnitudes diferentes da CC.

Na Figura 5.2 é apresentado o diagrama de blocos do controle vetorial utilizado na implementação experimental.



Figura 5.2 – Diagrama de blocos do controle vetorial

Neste método de implementação do controle vetorial, o ângulo θ é obtido a partir da integração da freqüência síncrona do sistema. Sendo esta freqüência síncrona calculada pela soma da velocidade mecânica estimada e da freqüência de escorregamento de referência , ambos em radianos elétricos por segundo.

O erro de sintonia (erro na estimação do ângulo θ) no algoritmo de controle vetorial é principalmente causado por erros na estimação da constante de tempo rotórica T_r e erros na estimação da velocidade mecânica. Além desses fatores, numa implementação experimental, o passo (T_s) e o algoritmo escolhido para a integração são fontes adicionais de erro de sintonia.

A integração da freqüência síncrona é de natureza discreta, devido à implementação digital em DSP. Na presente implementação experimental, o passo de integração utilizado é de $T_s = 250 \mu seg$, sendo que cada iteração da integração consiste na adição do estado anterior do ângulo θ com o produto da freqüência síncrona atual e o período de amostragem (método simples de Euler), como mostrado na Figura 5.3.



Figura 5.3 – Diagrama de blocos do Integrador de Freqüência Síncrona.

Idealmente para uma freqüência síncrona positiva (entenda-se como freqüência positiva aquela referente ao sentido anti-horário de giro do fluxo magnético), o ângulo θ pode crescer ilimitadamente, dado que a cada 2π radianos o ângulo retorna à origem de coordenadas. Em uma implementação real deve-se considerar a saturação do número de bits do processador e, por este motivo, deve ser implementado um algoritmo de correção para manter o ângulo na faixa de 0 a $\pm 2\pi$. Quando a

freqüência síncrona é positiva, o ângulo deve variar de 0 a 2π ; quando o ângulo tende a ultrapassar 2π , é forçado um zero no seu valor. Tratamento oposto é realizado quando a freqüência síncrona é negativa, neste caso a variação do ângulo é mantida de 0 a -2π , quando o ângulo ultrapassar -2π , novamente é forçado um zero no seu valor. Este algoritmo limitador permite uma eficiente integração sem o problema de saturação do número de bits do processador. No entanto é relevante mencionar que o sucesso da integração da freqüência síncrona somente é possível quando o passo da integração T_s é mantido constante. Em uma implementação real quando o DSP realiza várias tarefas, T_s não é constante e converte-se em uma fonte de erro adicional já que esta rotina de integração é implementada geralmente com baixa prioridade.

O controlador de corrente no presente trabalho tem quatro tipos de implementação: PI estacionário, PI síncrono, preditivo estacionário e preditivo síncrono. Na Figura 5.4 são mostrados, com finalidade comparativa, os diagramas de blocos de cada um desses controladores,



Figura 5.4 - Diagrama de blocos dos controladores estacionários e síncronos.

Observa-se que os controladores estacionários possuem a transformação de coordenadas $dq \rightarrow \alpha\beta$ entanto que os controladores precisam de duas $dq \rightarrow \alpha\beta e \alpha\beta \rightarrow dq$. Nos 4 casos existe a dependência com o ângulo de orientação t e no casos dos controladores preditivos existe também a dependência com a velocidade mecânica estimada. No que se refere à dependência de parâmetros, o controlador PI depende das constantes Kp e Ki e o controlador preditivo depende dos parâmetros Rs, Rr, Lr e Lm do motor de indução. Com isto a sintonização do controlador preditivo torna-se mais critica já que requer informação adicional do motor.

Os controladores fuzzy de corrente também podem ser implementados em coordenas síncronas e estacionarias. A implementação convencional do controlador PI fuzzy apresenta regras associadas às entradas erro e variação do erro. Para o caso de controle de corrente, este método é de difícil aplicação devido à reduzida constante de tempo das correntes do motor sendo o mais conveniente neste caso utilizar regras associadas às entradas erro e acumulação do erro conforme foi apresentado na seção 3.9. No controlador fuzzy cada entrada possui um ganho proporcional necessário para o ajuste de sintonia do controlador. Assim estes ganhos asseguram que as regras necessárias sejam disparadas na faixa de operação do ajuste.

O modulador de vetores espaciais é implementado em "software" utilizando o timer do DSP conforme apresentado no apêndice B. Neste método cada vez que a conta do timer chega a zero, é executada uma rotina de interrupção para atualizar o próximo vetor a ser chaveado assim como seu tempo de atuação.

A vantagem deste método consiste na utilização de mínimo hardware externo para realizar o processo de modulação já que a geração dos pulsos de modulação é feita pelo próprio DSP. A principal desvantagem deste método é a impossibilidade de realizar tempos de chaveamento muito pequenos já que a resposta do DSP para executar a primeira instrução da rotina de interrupção é de 1µseg, e considerando, além disso, 1µseg na saída da rotina de interrupção, tem-se 16 µseg perdidos em cada período de 250 µseg. Este fato impede a geração dos vetores próximos aos ângulos de 0, 60, 120, 180, 240 e 300 graus, fornecendo assim, erro entre a tensão de referência e a tensão aplicada ao motor. Nas recentes implementações, este problema está resolvido, já que atualmente no mercado existem DSPs com hardware embutido para a geração dos tempos de modulação críticos.

5.2.2 Sistema de Desenvolvimento

A corrente de estator e o sistema de controle são gerenciados pelo processador digital de sinais DSP96002, cujas características principais são: arquitetura barramentos separados de programa e de dados, aritmética de ponto fixo e ponto flutuante implementadas em hardware do DSP e estrutura de execução "pipeline". Na Figura 5.5 é mostrado o diagrama de blocos do sistema de desenvolvimento.



Figura 5.5 – Sistema de desenvolvimento

5.3 Resultados de simulação

Para incluir o efeito dos harmônicos reais existentes nas tensões aplicadas ao motor quanto este é alimentado por um inversor com modulação de vetores espaciais, foi implementado o método de modulação simétrica de vetores espaciais; este sistema gera a partir de um vetor de referência, uma seqüência de chaveamento de vetores fundamentais com valor médio equivalente ao vetor de referencia.

O período de chaveamento utilizado é de 250 µseg sendo este valor igual ao período de amostragem (ciclo de relógio) do algoritmo de controle de corrente. Pode-se considerar para o período de amostragem um submúltiplo da freqüência de chaveamento, mas com a desvantagem da perda de velocidade na geração do sinal de comando do algoritmo de controle. O ciclo de relógio do algoritmo de controle não pode ser menor que o período de chaveamento do inversor porque o modulador PWM não conseguiria atualizar o vetor tensão de referência em tempo real.

As simulações foram feitas com o controle da máquina possuindo uma malha exterior de controle vetorial com orientação de fluxo de rotor e com fluxo de referência constante. As simulações foram realizadas no sistema de referência bifásico estacionário, sendo os sinais convertidos para o sistema de referência síncrono quando necessário; os modelos apresentados incluem o modulador de vetores espaciais, o modelo bifásico da máquina de indução, o controle vetorial indireto e o estimador de tensão induzida.

Para uma melhor aproximação da tensão gerada pelo modulador de vetores espaciais o ciclo de relógio do modulador deve ser o menor possível. Neste trabalho, na bancada experimental utilizou-se o valor de 50 nseg, que é a metade do período do oscilador do DSP.

Na Figura 5.6 são mostradas as curvas de regime permanente para o controlador PI estacionário e com o motor operando em vazio a 60 Hz. A corrente Isq possui valor próximo de zero, como era de se esperar, enquanto a corrente Isd tem um valor diferente de zero, pois ela é responsável pela geração do fluxo da máquina. Observa-se o erro de rastreio entre a corrente real e a corrente de referência.

Na Figura 5.7 são mostradas as curvas de corrente correspondentes ao controlador PI síncrono; observa-se que as correntes de referências estão agora no sistema de referência síncrono e não apresentam erro de rastreio.

Na Figura 5.8 são apresentadas as curvas da simulação do sistema com controlador preditivo estacionário, é assumido que o controlador é ideal e os seus parâmetros não diferem dos parâmetros da máquina de indução, em conseqüência as curvas não apresentam erro de rastreio.

Na Figura 5.9 são apresentadas as formas de onda para o caso do controlador preditivo síncrono. Pode-se observar que as correntes seguem as correntes de referência como no caso do controlador preditivo estacionário.

As formas de onda do sistema controlador fuzzy estacionário – máquina de indução são mostradas na Figura 5.10. Existe como no caso do controlador PI estacionário um erro de rastreio das correntes. Adicionalmente a ondulação da corrente mostra-se mais desordenada comparada ao caso do PI estacionário.

Os resultados de simulação para o caso do sistema fuzzy síncrono – máquina de indução são mostrados na Figura 5.11. As formas de onda são similares ao caso do PI síncrono.

As formas de onda obtidas através da simulação mostram um melhor desempenho dos controladores implementados no sistema de referência síncrono, como já se tinha comentado no capítulo 4. É importante mencionar que as simulações não consideram aspectos de origem experimental que serão enfocados na seção seguinte.

Para todas as figuras de simulação as curvas em azul são componentes de corrente ou tensão **d** ou α e as curvas de cor verde são as componentes **q** ou β . Os sinais de referência de corrente são mostrados em vermelho.



Figura 5.6 - Formas de onda de correntes: regime e transitório do PI estacionário.



Figura 5.7 - Formas de onda de correntes: regime e transitório do controlador PI síncrono.



Figura 5.8 - Formas de onda de correntes: regime e transitório do controlador preditivo estacionário.



Figura 5.9 - Formas de onda de correntes: regime e transitório do controlador preditivo síncrono.



Figura 5.10 - Formas de onda de correntes: regime e transitório do controlador PI fuzzy estacionário.



Figura 5.11 - Formas de onda de correntes: regime e transitório do controlador PI fuzzy síncrono.
5.4 Resultados experimentais

Para a obtenção dos resultados de bancada experimental foi construída uma plataforma de hardware e software flexível contendo o modulador de vetores espaciais e o controle vetorial por orientação de fluxo de rotor. Os controladores de corrente foram implementados como sub-rotinas independentes de fácil atualização para não gerar interferências com os outros programas concorrentes. Os detalhes da implementação do sistema são mostrados no apêndice B, sendo que no apêndice C é mostrada a listagem do programa em linguagem "assembly".

As constantes Kp e Ki que na simulação apresentaram bom desempenho em toda a faixa de variação de freqüência apresentaram bom desempenho nas freqüências de operação de 40 a 60 Hz sendo utilizados valores menores em freqüências baixas. Com relação ao controlador preditivo, verificou-se a notória influência do estimador de tensão induzida na estabilidade do controlador. Este problema acontece devido aos termos derivativos do estimador, e os erros na estimação da velocidade. Para minimizar este problema, os sinais de corrente foram devidamente filtrados antes de ser alimentados ao algoritmo do controlador.

Não foram observados efeitos sensíveis com variação de parâmetros da máquina de indução, sendo que a resposta dos controladores foi mais sensível à variação dos parâmetros Kp e Ki e a instabilidade na estimação da tensão induzida.

Na Figura 5.12 são mostradas as formas de onda das correntes bifásicas estacionárias em malha aberta, com o modulador operando com $f_e = 60$ Hz, e com índice de modulação de 50%. É importante notar que o sinal de tensão possui um padrão uniforme em todo o período. A freqüência de chaveamento do modulador PWM utilizada para todas as implementações foi de 4Khz.

Nas Figuras 5.13 e 5.14 são mostradas as formas de onda de correntes $I_{s\alpha}^*$ e $I_{s\alpha}$ (canais 1 e 2), em regime permanente do controlador PI estacionário, para freqüências próximas de 60 e 30 Hz. Observa-se que ocorre erro de rastreio cujo valor aumenta para $f_e = 30$ Hz. Este erro é devido ao fato de se utilizar os mesmos parâmetros do PI em ambos os casos. O canal 3 refere-se à tensão de linha do motor V_{ab} que é ajustada pelo controlador para obter a corrente desejada.

Nas Figuras 5.15 e 5.16 são apresentadas as correntes resultantes do controlador PI síncrono acionando a máquina de indução, os canais 1 e 2 referem-se às correntes I_{ds}^* e I_{ds} respectivamente, o canal 3 refere-se à corrente $I_{s\alpha}$ resultante. A formas de ondas das correntes em ambos os casos possuem menor conteúdo de harmônicos.

Na Figura 5.17 são mostradas as formas de onda do controlador preditivo síncrono alimentando uma máquina de indução Os canais 1 e 2 mostram as correntes do estator no sistema bifásico estacionário. O canal 3 mostra a tensão de linha V_{ab} do motor . Observa-se uma menor ondulação nas correntes quando comparado ao sistema com controlador PI sincrono. Os resultados para o caso do preditivo estacionário são muito similares aos apresentados para o preditivo síncrono.

Na Figura 5.18 são mostrados os resultados em regime permanente do controlador fuzzy estacionário alimentando a máquina de indução. Os canais 1 e 2 mostram as correntes $I^*{}_{s\alpha}$ e $I_{s\alpha}$ respectivamente. O canal 3 mostra a tensão de linha V_{ab} do motor. Como no caso do PI estacionário, o controlador "fuzzy" apresenta um pronunciado erro de rastreio. Este fato está associado à pobre resposta dinâmica deste controlador quando comparado aos controladores PI e preditivo.

Na Figura 5.19 são apresentados os resultados para o caso do controlador "fuzzy" estacionário operando a uma freqüência fundamental de aproximadamente 30 Hz, sendo que os sinais de corrente continuam com erro de rastreio.

Na Figura 5.20 são apresentados os resultados do controlador PI estacionário quando é aplicado perfil de torque retangular ±2 N-m. O canal 1 mostra o torque de referência e o canal 2 o torque gerado pelo motor. Os canais 3 e 4 mostram as componentes de corrente alfa e alfa de referência da máquina. Pode ser observada a inversão de fase da corrente causada pela inversão do o sinal do torque.

Na Figura 5.21 são apresentados os resultados do controlador PI estacionário quando é aplicado perfil de torque retangular ± 2 N-m.. O canal 1 mostra o torque de referência e o canal 2 o torque gerado. O canal 3 mostra a componente alfa de corrente da máquina. Pode ser observado um menor erro entre o torque e o torque de referência.

Na Figura 5.22 é mostrada de forma ampliada, a inversão de torque; observa-se que a inversão se completa em 5 ms que pode ser considerado um bom resultado para esta bancada experimental.

Nas Figuras 5.23, 5.24 e 5.25 são mostrados os resultados do teste com perfil de velocidade retangular ± 300 rot/min, para os controladores PI estacionário, PI síncrono e preditivo síncrono. Os canais 1 e 2 apresentam o torque de referência e o torque gerado, respectivamente; os canais 3 e 4 apresentam a velocidade de referência e a velocidade mecânica, respectivamente.



Figura 5.12 – Correntes bifásicas do controle em malha aberta acionado pelo modulador de vetores espaciais. (Canais 1 e 2: 1 div=1 A.;Canal 4: 1div=200V)



Figura 5.13 –Regime permanente do sistema controlador PI estacionário, com o motor operando a fe= 59,39 Hz. (Canais 1 e 2: 1div=1A.;Canal 3: 1div=100V)



Figura 5.14 –Regime permanente do sistema controlador PI estacionário, com o motor operando a 36,9 Hz. (Canais 1 e 2: 1div=1A.;Canal 3: 1div=100V)



Figura 5.15 –Regime permanente do sistema controlador PI síncrono, motor operando a 60,1 Hz. (Canais 1, 2 e 3: 1div=1A.)



Figura 5.16 – Regime permanente do sistema controlador PI síncrono, motor operando a 30,12 Hz.





Figura 5.17 –Regime permanente do sistema controlador preditivo síncrono, motor operando a 58,12 Hz. (Canais 1, 2: 1div=1A., canal 3:1div=200V.)



Figura 5.18 –Regime permanente de correntes e tensão do controlador "fuzzy" estacionário, fe=60,26 Hz. (Canais 1, 2: 1div=1A., canal 3:1div=200V.)



Figura 5.19 –Regime permanente do sistema controlador "fuzzy" estacionário, motor operando a 29,68 Hz (Canais 1, 2: 1div=1A., canal 3:1div=200V.)



Figura 5.20 – Controlador PI estacionário, motor operando com perfil retangular de torque ±2 n-m. (Canais 1, 2: 1div=2n-m, canal 3:1div=2A.)



Figura 5.21 – Controlador PI síncrono, motor operando com perfil retangular de torque ±2 n-m. (Canais 1, 2: 1div=2n-m, canal 3:1div=2A.)



Figura 5.23 – Controlador PI estacionário, motor com perfil retangular de velocidade de ±300 rot/min. (Canais 1, 2: 1div=2n-m, canal 3 e 4:1div=900 rot/min.



Figura 5.24 – Controlador PI síncrono, motor com perfil retangular de velocidade de ±300 rot/min. (Canais 1, 2: 1div=5n-m, canal 3 e 4:1div=450 rot/min)



Figura 5.25 – Controlador preditivo síncrono, motor com perfil retangular de velocidade de ±300 rot/min. (Canais 1, 2: 1div=5n-m, canal 3 e 4:1div=450 rot/min)

5.5 Conclusões

Foi verificado experimentalmente o melhor desempenho dinâmico do controlador PI síncrono com relação aos demais controladores implementados. Este controlador apresenta como vantagens: simples implementação e fácil sintonização que depende somente do ajuste dos parâmetros Kp e Ki. A desvantagem principal deste método é que a ondulação da corrente é variável e é afetada pelos ganhos do controlador.

Se o controle vetorial possui erro de sintonia, o controlador PI síncrono apresenta erros de rastreio na corrente já que estes sinais possuem uma componente de freqüência não nula e o termo integrador do controlador PI não fornece ganho infinito neste caso.

Os controladores preditivos apresentaram uma menor ondulação da corrente comparada com os controladores PI já que a diferença do PI que usa a amplificação do sinal de erro de corrente, este método usa a equação do motor para estimar o sinal do erro

O fato de o controlador preditivo precisar da estimação da tensão induzida pelo fluxo de rotor para computar o próximo vetor de tensão a ser aplicado no motor de indução, produz o inconveniente do ponto de vista experimental já que a tensão induzida é proporcional à derivada do fluxo. Nas implementações digitais é freqüentemente evitada a implementação de derivadas por serem muito ruidosas, isto acontece pelos erros de quantização na aquisição dos sinais de corrente e tensão. Normalmente isto é resolvido com etapas de filtragem adicionais, mas com o custo da geração de atrasos no controlador.

Os ganhos proporcionais do controlador fuzzy de corrente são fatores críticos no processo de sintonia do sistema. Quando um controlador fuzzy não está bem sintonizado, as regras não são aproveitadas corretamente e o sistema apresenta desempenho pobre. Isto torna necessário o ajuste das constantes em cada faixa de operação.

Numa implementação baseada em "software" como a do presente trabalho, o fato do CPU estar realizando múltiplas tarefas, faz com que os erros nos períodos de amostragem, adquisição de tensões e correntes, geração do vetor espacial de tensão e estimação de velocidade, não sejam desprezíveis e devam ser considerados na avaliação do desempenho da estratégia de controle.

Capítulo 6

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões

No presente trabalho, foi verificada, teórica e experimentalmente, a robustez dinâmica do controlador PI síncrono. A fácil sintonização, a estabilidade com a variação de parâmetros do motor, idealmente erro de rastreio nulo em regime estacionário e baixa complexidade de implementação fazem, deste controlador, a melhor opção, permitindo um bom equilíbrio entre desempenho e complexidade. Embora apresente as vantagens acima mencionadas, experimentalmente o controlador PI síncrono não possui ganho infinito (erro de rastreio nulo) em regime permanente, já que este ganho está limitado pelos erros de sintonia no controle vetorial.

O controlador preditivo, por sua parte, oferece a vantagem de menor ondulação quando comparado com os controladores PI, maior estabilidade com a variação dos parâmetros do motor de indução e sintonização sistemática baseada nos parâmetros do motor de indução. A necessidade de um observador robusto de tensão induzida limita a utilização deste controlador em aplicações de alto desempenho nas quais a complexidade na implementação do controlador não é um aspecto limitante.

Os controladores PI fuzzy aplicados a controladores de corrente, no balanço desempenhocomplexidade, são inferiores aos controladores PI e preditivo. O fato da sintonização deste controlador ser muito dependente do ponto de operação, limita a sua aplicação a casos nos quais a exigência dinâmica é baixa. Este inconveniente pode ser resolvido aumentando o número de informações ao controlador, com o conseqüente aumento de regras e complexidade de implementação. Embora, o projeto de controladores de corrente "fuzzy" não utilize os modelos matemáticos clássicos, ele exige o profundo conhecimento do comportamento do sistema para a definição correta do conjunto de regras do controlador. Outro fator crítico no projeto, é o ganho proporcional que sempre é necessário para cada uma das variáveis de entrada do controlador; se esta variável não for ajustada corretamente, as regras não serão acionadas apropriadamente e o controlador poderá gerar instabilidade no sistema.

O conjunto de regras do controlador de corrente "fuzzy" pode ser otimizado para melhorar o desempenho em determinados pontos de operação do sistema. Com isto, em determinadas aplicações, uma solução com dois controladores, um controlador PI convencional para o transitório e outro controlador "fuzzy" otimizado para uma região de operação pré-determinado pode ser apropriada.

Em geral, nos controladores que utilizam modulação PWM a ondulação de corrente não é diretamente controlada. Isto acontece porque a constante de tempo da ondulação é várias vezes superior ao período de chaveamento, limitando o controle da ondulação da corrente. Uma possível solução, é aumentar a freqüência de chaveamento, embora esta freqüência seja limitada em muitas aplicações. Uma outra solução consiste em ajustar a ondulação em função do ponto de operação; neste caso os parâmetros do controlador devem ter um ajuste dinâmico para cada faixa de operação do sistema.

O controle vetorial influi sobre os controladores de corrente eliminando os termos de acoplamento da equação do rotor da máquina de indução. Este fato produz a eliminação da parte complexa dos pólos associados à equação do rotor e com isto são eliminadas também as restrições nas faixas de variação da velocidade mecânica e freqüência síncrona apresentadas pelo controlador de corrente sem controle vetorial

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

É necessário realizar estudos sobre o comportamento e influência dos parâmetros da máquina de indução considerando os harmônicos do modulador PWM.

A base teórica sistematizada neste projeto de pesquisa e os modelos analíticos desenvolvidos servem como ponto de partida para trabalhos que podem estudar o comportamento dos controladores

na zona de sobre-modulação do modulador PWM. A operação do modulador nesta região permite um maior aproveitamento do enlace CC do inversor.

Com as tecnologias atuais disponíveis é possível implementar freqüências de chaveamento variáveis para compensar a variação da ondulação da corrente dos controladores de corrente que utilizam modulação PWM.

O comportamento dos controladores em aplicações que requerem amplas faixas de operação de freqüências síncronas é um item importante para as futuras pesquisas nessa área.

Apêndice A

CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA DE INDUÇÃO UTILIZADA

A.1 Parâmetros do motor de indução

O motor de indução utilizado na pesquisa foi o modelo WEG PLUS NBR7094 de alto rendimento. Os dados de placa e parâmetros fornecidos pelo fabricante são:

Potência nominal	:	2.2(3.0) KW(HP)
Velocidade Nominal	:	1730 RPM
Tensão Nominal	:	220/380 Volts
Corrente Nominal	:	8.4/4.86 A
Rendimento	:	85,5%
Fator de Potência	:	0.81
Resistência do estator	:	Rs=2,229 Ω
Indutância do estator	:	Ls=0.244397
Resistência do rotor	:	Rr=1,522 Ω
Indutância do rotor	:	Lr=0.249716
Indutância de magnetização	:	Lm=0.238485
Constante elétrica do rotor	:	T _r =0.1641seg
Fator de dispersão total	:	σ=0.0681

A.2 Curvas características do motor de indução

As curvas características da máquina de indução obtidas a partir do modelo estático são mostradas a continuação.



Figura A.1-Torque e correntes de fase de estator e rotor em função da velocidade



Figura A.2-Curvas estáticas de potência da máquina de indução. Pin=Potência de entrada, Pg=Potência no entreferro, Pmec=Potência mecânica



Figura A.3-Eficiência da máquina de indução em função da velocidade



Figura A.4-Fator de potência em função da velocidade



Figura A.5-Fluxos da máquina de indução. f_s=fluxo de estator, f_g=fluxo de entreferro, f_r=fluxo de rotor.

A.3 Variação da indutância de magnetização

Segundo ensaios de laboratório, a variação da indutância de magnetização com a tensão de fase é o da Figura A.6.



Figura A.6-Variação da indutância de magnetização com a tensão de estator

Apêndice B

IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE CONTROLE

B.1 "Hardware" do sistema

A implementação experimental do projeto de pesquisa foi realizada utilizando o sistema de desenvolvimento ADS96000 da Motorola. O sistema consiste das seguintes ferramentas de hardware e software:

- Processador digital de sinais DSP96002
- Software de desenvolvimento ADS96000
- Módulo de desenvolvimento de aplicações DSP96002ADM
- Software simulador do DSP96002
- Compilador C DSP96KCC

As características principais do processador digital de sinais DSP96002 são: processamento em 32 bits, aritmética de ponto flutuante e ponto fixo e freqüência de relógio de 40 MHz. Os algoritmos do sistema foram projetados, implementados e depurados utilizando como suporte de hardware um computador pessoal baseado no processador Pentium III. A interface analógica e digital entre o DSP e o circuito de potência foi projetada em laboratório possuindo as seguintes especificações: 04 Portas digitais de entrada/saída, 01 Conversor A/D de 12 bits de 8 canais, 01 Conversor D/A de 12 bits com 4 canais, circuito de condicionamento de sinais para correntes e tensões, circuito de condicionamento de sinais para os sinais do "encoder". O diagrama de blocos geral do sistema implementado é mostrado na Figura B.1.



Figura B.1 - Diagrama de blocos do sistema implementado

O motor de indução é alimentado por um inversor trifásico de IGBTs de 20KVA de potência, os sinais de comando dos transistores de potência são fornecidos pelos circuitos integrados SKHI 22 que gera sinais de comando de +15 e -15 volts, estes circuitos integrados fornecem proteção contra curtos circuitos nas pernas do inversor, geram tempos mortos para defasar os sinais das chaves de uma mesma perna e processam os sinais de comando fornecidos pelo DSP para serem aplicados nas chaves.

Sensores de efeito Hall são usados para obter informação de tensões e correntes, esses sinais são condicionados e enviados para o conversor A/D, algoritmos dentro do DSP realizam as transformações para a obtenção das componentes $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta} \in V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$.

Os sinais de saída dos sensores Hall possuem um comportamento de fonte de corrente gerando uma corrente máxima nominal de 14 mA. Estes sinais são convertidos a tensão, amplificados e filtrados, com freqüência de corte igual a duas vezes a freqüência de chaveamento. A Figura B.2 mostra o diagrama de blocos do processamento necessário dos sinais gerados pelos sensores. Os sinais Vin1, Vin2, Vin3 e Vin4 correspondem aos canais 1, 2, 3 e 4 do conversor analógico digital, respectivamente.



Figura B.2 Condicionamento dos sinais de corrente e tensão

A Figura B.3 mostra o circuito de condicionamento dos sinais A e B fornecidos pelo "encoder" acoplado na máquina de indução.



Figura B.3 Circuito de Condicionamento dos sinais encoder

O circuito integrado AM26LS31 elimina o ruído de alta freqüência gerado pela fonte de alimentação convertendo os sinais "single ended" do "encoder" para diferenciais, o foto acoplador

6N137 é usado para isolar o sinal diferencial gerado pelo AM26LS31 e para obter sinais TTL equivalentes que são recebidos pela interface. A largura do pulso do sinal A é medida através do Timer interno do DSP. Os bits P4-0 e P4-1 da porta 4 são usados para detectar o sentido de giro do eixo do motor.

B.2 "Software" do sistema

O núcleo de tempo real executado no DSP96002 está composto por varias rotinas de processamento concorrente. A execução de cada uma delas é realizada sem produzir interferência entre os seus resultados.

Rotina de cálculo do "offset" dos sensores, é executada para realizar a aquisição dos níveis de tensão DC dos sensores Hall, quando o circuito de potência está desativado. O programa calcula o valor médio de 1024 valores de tensão obtidos pelo conversor A/D, armazena em memória e posteriormente subtrai dos sinais de corrente e tensão quando o sistema está em funcionamento normal. A Rotina de cálculo da resistência de estator aplica um vetor de tensão apropriado, e logo realiza a aquisição e soma de 5000 valores de correntes e tensões, os valores resultantes são depois utilizados para calcular a resistência das bobinas do estator do motor. A rotina de aquisição e processamento de sinais de tensão e corrente realiza as aquisições dos sinais de corrente e tensão, faz a conversão desses sinais para o formato de ponto flutuante, realiza as transformações para $\alpha\beta$, filtra os sinais obtidos no plano $\alpha\beta$ e detecta eventuais sobrecorrentes no motor.

A rotina de controle vetorial realiza os cálculos necessários para implementar a orientação de fluxo de rotor e também implementa os algoritmos de controle de corrente. A rotina de modulação de vetores espaciais calcula os tempos necessários para implementar a modulação vetorial e também aplica os vetores fundamentais ao inversor segundo uma seqüência pré-definida.



Figura B.4 Programa de inicialização



Figura B.5 Rotina de processamento do offset dos sensores



Figura B.6 Rotina de processamento da resistência de estator



Figura B.7 Rotina de aquisição e processamento dos sinais de tensão e corrente

B.3 Modulador de vetores espciais

O SVPWM foi implementado em linguagem "assembler" do DSP96002 usando duas rotinas de interrupção. A rotina de interrupção do timer1 do DSP é usada para sincronizar a saída dos pulsos de comando dos IGBTs e a rotina de interrupção do hardware externo (IRQA) é usada para incrementar o ângulo do vetor de tensão.

A Geração dos vetores de chaveamento é realizada mediante a seqüência de interrupções mostrada na Figura B.8. Para um período de chaveamento $T_s=1/f_s$ correspondente ao setor I. S_a, S_b e S_c são os sinais de comando das chaves superiores do inversor, sendo as inferiores complementares às primeiras. O timer1 do DSP é programado em corrida livre para conseguir maior precisão na geração dos tempos de chaveamento. Dentro de um período de chaveamento f_s a rotina de modulação é executada 8 vezes, em sincronismo com a conta zero do timer1. Ao inicio de cada interrupção, um novo número é carregado no registro constante de tempo do timer correspondente ao tempo de atuação do próximo vetor a ser chaveado. O sinal Int indica os instantes de tempo em que são executadas cada uma das 8 rotinas. Na oitava rotina, são calculados os tempos $T_0/2$, T_A , T_B e $T_7/2$ associados aos vetores de tensão V_0 , V_a , V_b e V_7 do próximo período de chaveamento.



Figura B.8 Diagrama de tempos da seqüência de interrupções

Cada interrupção do timer possui duas funções principais, enviar a palavra de comando para o inversor e carregar o tempo de conta para a próxima interrupção. A palavra de comando para o inversor é estabelecida a partir do setor e o número da interrupção do timer1 segundo mostrado na Tabela B.1.

			Seqü	Tabela B.1 ência de ve	tores			
				INTERR	UPÇÃO			
SETOR	1	2	3	4	5	6	7	8
Ι	000	100	110	111	111	110	100	000
II	111	110	010	000	000	010	110	111
III	000	010	011	111	111	011	010	000
IV	111	011	001	000	000	001	011	111
V	000	001	101	111	111	101	001	000
VI	111	101	100	000	000	100	101	111

Para cada setor, os vetores de tensão V_a e V_b são obtidos a partir dos vetores adjacentes ao vetor de referência. Nas rotinas 1, 4, 5 e 8, os vetores 0 e 7 são escolhidos para conseguir chaveamento mínimo entre cada interrupção, já que entre os vetores gerados tem diferença de um bit entre dois estados consecutivos das chaves. A Figura B.9 ilustra a seqüência de chaveamento para os 6 setores. A segunda função das rotinas de interrupção é carregar as constantes de tempo do timer1 com os valores T₀, T_a, T_b e T₇, onde cada valor de tempo está associado a um ângulo entre 0 e 60°, segundo as equações (1) e (2). O fluxograma da rotina de interrupção do timer1 é mostrado na Figura B.10, é feito um contador de software para escolher o vetor de tensão que deve ser chaveado e o tempo que deve ser carregado na próxima conta do timer. O vetor de tensão é escolhido da Tabela B.1 conhecendo o setor e o número da interrupção, os tempos T_A, T_B e T₀ são lidos a partir de uma tabela armazenada em memória RAM. Para não perder ciclos de relógio, o timer1 nunca é reinicializado, as constantes de tempo são recarregadas sempre uma interrupção antes de ser utilizadas. Na interrupção 8, são atualizados os tempos T_A, T_B e T₀ para a próxima seqüência de chaveamento, usando os ângulos gerados na interrupção IRQA.

Para diminuir o tempo de processamento do DSP, os tempos de chaveamento para cada vetor são calculados "off-line". Tabelas de Sen(59,5- θ) e Sen(θ) colocadas nas memórias X e Y do DSP, dividem cada setor em 120 ângulos θ , sendo $\theta = 0.0^{\circ}$, 0.5° ,..., 59.5°. Os valores das funções seno são calculados previamente e armazenados na memória antes da execução do programa. A Tabela B.2

mostra os valores armazenados nas memórias X e Y, que são usados para atualizar os tempos T_A e T_B em cada período de chaveamento. A interrupção de hardware externa IRQA do DSP é usada para atualizar ângulo e setor. O fluxograma da rotina associada a esta interrupção é mostrado na Figura B.11. Na execução de cada rotina de interrupção, o conteúdo da memória que armazena o valor do ângulo é incrementado em 0,5°. Quando o valor do ângulo alcança 60°, o setor é atualizado e o ângulo é novamente iniciado em 0°. O processo é repetido para os seis setores. O algoritmo se repete novamente quando se obtém setor 6 e ângulo 60°.



Figura B.9 Seqüência de chaveamento para os 6 setores



Figura B.10 Rotina de geração dos vetores de chaveamento.

Tabela B.2 Funções seno armazenadas em RAM							
Ângulo	Endereço	Memória X	Memória Y				
(θ)	Hex	Sen (59,5-0)	Sen (θ)				
0,0°	0000h	Sen (59,5°)	Sem (0,0°)				
0,5°	0001h	Sen (59,0°)	Sem (0,5°)				
1,0°	0002h	Sen (58,5°)	Sem (1,0°)				
•		•	•				
•		•	•				
59,5°	0077h	Sen (0,0°)	Sen (59,5°)				



Figura B.11 Rotina de atualização de ângulo e setor.

Apêndice C

LISTAGEM DO PROGRAMA FONTE

page 132,60 md, mex, loc, cex, mu opt ; ; | CONTROL.ASM UNICAMP/FEEC/DSCE ; | ; | JOSE A. TORRICO 30/08/2001 ; | ; | CONTROLE VETORIAL INDIRETO ; | COM CONTROLADOR PI DE CORRENTE ; | : ;| ;| DEFINIÇÕES ;| ADSEL EQU \$FFFFFF80 DASELA EQU \$FFFFF88 DASELB EQU \$FFFFFF89 DASELC EQU \$FFFFFF8A DASELD EQU \$FFFFF8B TMR0 EQU \$FFFFFF8C EQU \$FFFFFF8D TMR1 TMR2 EQU \$FFFFFF8E TMRC EOU \$FFFFFF8F PORTA1 EQU \$FFFFFF90 PORTA2 EQU \$FFFFFF91 PORTA3 EQU \$FFFFFF92 PORTA4 EQU \$FFFFFF93 TCSR0 EQU \$FFFFFFE0 TCR0 EQU \$FFFFFFE1 TCSR1 EQU \$FFFFFFE8 TCR1 EQU \$FFFFFFE9 IPR EQU \$FFFFFFFF PSR EQU \$FFFFFFFC VETORO EQU \$15 ;%010101 VETOR1 EQU \$16 ;%010110 VETOR2 EQU \$19 ;%011001 VETOR3 EQU \$1A ;%011010 VETOR4 EQU \$25 ;%100101 VETOR5 EQU \$26 ;%100110 VETOR6 EQU \$29 ;%101001 VETOR7 EQU \$2A ;%101010 CTE TIMER0 EQU 200; Space Vector CTE TIMER1 EQU 4000 ;Encoder DSM0 EQU \$FFFFFFDF

DSR0 EQU \$FFFFFFDE DSN0 EQU \$FFFFFFDD EQU \$FFFFFFDC DCO0 EQU \$FFFFFFDB DDM0 DDR0 EQU \$FFFFFFDA EQU \$FFFFFFD9 DDN0 DCS0 EQU \$FFFFFFD8 DMA CONTROLO EQU \$84800239 DSM1 EQU \$FFFFFFD7 DSR1 EQU \$FFFFFFD6 DSN1 EQU \$FFFFFFD5 EQU \$FFFFFFD4 DCO1 EQU \$FFFFFFD3 DDM1 DDR1 EQU \$FFFFFFD2 DDN1 EQU \$FFFFFFD1 DCS1 EQU \$FFFFFFD0 DMA_CONTROL1 EQU \$C4810019 K VELO EQU 0.99*(4e5);(396310.0)*0.97 CTE EQU 377.0 delta EQU 5.0 EQU 50e-6 h h1 EQU 250e-6 EQU 171.0;171.0 FS Кр EQU 0.1 EQU 0.2 Ki Крс EQU 0.35 Kic EQU 500.0 EQU 0.1887 GANHO_V GANHO I EQU 8.57e-3 TORQUE MAX EQU 25.0 WR POS EQU 300.0 WR NEG EQU -300.0 Vpico EQU 200*1.4142 ; _ ; | ; | Parametros do motor ;|___ Ls EQU 0.244806 Rs EQU 2.229 Ts EQU Ls/Rs;Ts=0.109 Lm EQU 0.238485 Lr EQU 0.249716 EQU 1.522 Rr Τr EQU 1.0*Lr/Rr ;Tr=0.164 EQU 2.0 Ρ EQU 2.0*Lr/(3.0*Lm*P) K1 EQU Lm/(0.159154943*Tr*1.0) K2 RPM RAD EQU 2.0*3.14159/60.0 SIGMA EQU 1-(Lm*Lm)/(Ls*Lr) ; _ ; | ;| Referencias de Fluxo e torque ;|_ Fr EQU 0.25 EQU 2.0 Tec ; ; | ;|Inicio do Programa ; |___ org p:\$200 movep #\$00018100,X:PSR

movep #\$0,x:IPR move #VETOR0, y: PORTA1 clr d0 #I_A,r3 movep d0.1, y: PORTA2 rep #256 move d0.1, x: (r3) + move #IDATA,r4 move r4, x:ANGULO move #TABELA,r2 move r2, x: ENDERECO TABELA move #PILHA,r6 move #\$1000,r2 move r2, x:ENDERECO_TABELA2 movep #ADSEL, x:DSR0 movep #\$0,x:DSN0 movep #\$0,x:DDN0 movep #TCR1,x:DSR1 movep #\$0,x:DSN1 movep #\$0,x:DDN1 move #2.0,d1.s move dl.s, x:te_teste move #WR POS,dl.s move dl.s, x:Wr teste move dl.s, x:Wr_testel move #SETOR I,r0 move r0, x:SV_POINTER move #INTE1, r0 move r0,x:SV_CONTA move #IDATA,r0 move r0, x:SENO COSENO move r0,x:SV_TABELA move #1000,d0.1 move d0.1, x:SV_TEMPO1 move d0.1, x:SV TEMPO2 move #1500,d0.1 move d0.1, x:SV TEMPO0 movep #CTE_TIMER0,x:TCR0 ;A/D movep #\$C8000000, x:TCSR0 ; movep #CTE TIMER1, x:TCR1 movep #\$F0000000, x:TCSR1

```
bset #$7,Y:PORTA2
```

```
;
; |
                  ; | Adquirir Tensoes e Correntes para |
;| Calculo do Offset dos Sensores
; |
  do #$10000,atraso ;Atraso de 1 seg
  do #$200,previo
  nop
previo
  nop
atraso
  andi #$CF,mr
  movep #$100,x:IPR
CAL
  move x:BANDEIRA, d8.1
  brclr #0,d8.1,CAL
; _
```

166

```
;|
    Calcular Valor Medio do Offset
; |
        dos Sensores
;|
; |
  move x:OFFSET_IA_1,d4.s
  move x:OFFSET IB 1,d5.s
  move x:OFFSET VAB 1,d6.s
  move x:OFFSET_VBC_1,d7.s
  move #(1.0/1024.0),d0.s
  fmpy.s d0,d4,d4
  fmpy.s d0,d5,d5
  fmpy.s d0,d6,d6
  fmpy.s d0,d7,d7
  move d4.s, x:OFFSET IA
  move d5.s, x:OFFSET_IB
  move d6.s, x:OFFSET VAB
  move d7.s,x:OFFSET_VBC
  bclr #$7,Y:PORTA2
;
;|
; | Adquirir Tensoes e Correntes para
       Calculo de RS
; |
; |
  bset #$6,Y:PORTA2
  move #VETOR6, y: PORTA1
  movep #$100,x:IPR
ADQ RS
  move x:BANDEIRA,d8.1
  brclr #1,d8.1,ADQ RS
  move #VETOR0, y: PORTA1
;
; |
;| Calculo de RS
;|_
  move x:I ALFA RS 1,d1.s
  move x:I_BETA_RS_1,d2.s
  move x:V_ALFA_RS_1,d3.s
  move x:V BETA RS 1,d4.s
  move #(1.0/5000.0),d0.s
  fmpy.s d0,d1,d1
  fmpy.s d0,d2,d2
  fmpy.s d0,d3,d3
  fmpy.s d0,d4,d4
  move dl.s, x:I ALFA RS
  move d2.s, x:I_BETA_RS
move d3.s, x:V_ALFA_RS
move d4.s, x:V_BETA_RS
  move d3.s,d0.s
  move dl.s,d5.s
  jsr divisao
  move d0.s,x:RS_ALFA
  move x:V BETA RS,d0.s
  move x:I BETA RS,d5.s
  jsr divisao
  move d0.s, x:RS BETA
```

bclr #\$6,Y:PORTA2

```
;
;Fim do Calculo do RS
  do #$10000,ESPE_1 ;Atraso de 1 seg
  do #$200,ESPE_2
  nop
ESPE_2
  nop
ESPE_1
;
; Iniciar aquisicao de velocidade
; movep #VELOCIDADE, x:DDR1
; movep #1,x:DCO1
; movep #DMA_CONTROL1, x:DCS1
; bset #31,x:TCSR1
;_
; movep #$0F000605,x:IPR
  movep #$0F000605,x:IPR
;
; |
; | ESPERAR INTERRUPCOES
;|_
laco jmp laco
;
; |
; | SOBRECORRENTE
;|
sobrecorrente
  movep #$0,x:IPR
  move #VETOR0, y: PORTA1; Vetor 0
  move #(over table+80),d2.1
  bclr #$0,sr
  move #over_table,r0
  move #over_table,r1
move #$1,d0.1
manter
  do #$1200,atraso1 ;Atraso de 0,25 seg
  move y:(r1)+,d3.1
  move r1,d1.1
  cmp d1,d2
  jgt enviar_stream_1
move #over_table,r1
enviar stream 1
  asl #2,d3.1
  move #$800,d4.1
  add d4,d3
  move d3.1, y:DASELA
  do #$100,previo1
  nop
previo1
  nop
atraso1
  nop
  move y:(r0)+,d0.1
  move r0,d1.1
  cmp d1,d2
  jgt enviar stream
  move #over_table,r0
enviar_stream
  move d0.1, y:PORTA2
```
jmp manter

```
;
; |
     Divisao em Ponto Flutuante
;|
       Dividendo = d0.s
; |
          Divisor = d5.s
; |
          Quociente = d0.s
; |
; |
divisao
   fseedd d5,d4
   fmpy.s d5,d4,d5
                                  #2.0,d2.s
   fmpy d0,d4,d0 fsub.s d5,d2 d2.s,d3.s
   fmpy.s d5,d2,d5
                                  d2.s,d4.s
   fmpy d0,d4,d0 fsub.s d5,d3
   fmpy.s d0,d3,d0
  rts
;
; |
   Calculo de Raiz Quadrada
; |
; |
    Entrada=d5.s
    Saida=d4.s
; |
;|_
raiz
   fseedr d5,d4
fmpy.s d4,d4,d2
fmpy.s d5,d2,d2
                                      ;y approx 1/sqrt(x)
                        #.5,d7.s
#3.0,d3.s
                                      ;y*y, get .5
;x*y*y, get 3.0
   fmpy d4,d7,d2
                    fsub.s d2,d3 d3.s,d6.s ;y/2, 3-x*y*y
   fmpy.s d2,d3,d4
fmpy.s d4,d4,d2
fmpy.s d5,d2,d2
                         d6.s,d3.s
                                       ;y/2*(3-x*y*y)
                                      ;y*y
;x*y*y
   fmpy d4,d7,d2 fsub.s d2,d3 d3.s,d6.s ;y/2, 3-x*y*y
   fmpy.s d2,d3,d4
fmpy.s d5,d4,d4
                                       ;y/2*(3-x*y*y)
                                       ;x*(1/sqrt(x))
  rts
;
                       ; |
      IRQC CAL
                       ; |
                       ;|
```

```
IRQC_CAL
```

```
;
;|
;|Extensao do sinal dos dados e conversao
;|a ponto flutuante
;|___
  move #I_A,r0
  move #OFFSET IA, r1
  do #4,final_do
  move x: (r0) + , d1.1
  asl #4,d1
  ext dl
  asr #4,d1
  float.s d1
  move d1.s,x:(r1)+
final do
;
; |
;|Iniciar conversao do A/D
;|_
    INICIAR CANAL1
;___
  movep #I_A,x:DDR0
```

```
movep #1,x:DCO0
  movep #DMA CONTROLO,x:DCS0
  movep y:INI_CANAL1, y:ADSEL
TR 1 jclr #28,x:DCS0,TR 1
     ____INICIAR CANAL2
;___
  movep #I B,x:DDR0
  movep #1,x:DCO0
  movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
movep y:INI_CANAL2,y:ADSEL
TR 2 jclr #28,x:DCS0,TR 2
     INICIAR CANAL3
;_
  movep #V AB,x:DDR0
  movep #1,x:DCO0
  movep #DMA CONTROL0,x:DCS0
  movep y:INI_CANAL3, y:ADSEL
TR 3 jclr #28,x:DCS0,TR 3
  INICIAR CANAL4
movep #V_BC,x:DDR0
;_
  movep #1,x:DCO0
  movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
movep y:INI_CANAL4,y:ADSEL
;
; |
;|Armazenamento em Memoria
;|_
  move x:OFFSET_IA,d0.s
  move x:OFFSET IB,d1.s
  move x:OFFSET_VAB,d2.s
move x:OFFSET_VBC,d3.s
  move x:OFFSET IA 1,d4.s
  move x:OFFSET_IB_1,d5.s
move x:OFFSET_VAB_1,d6.s
  move x:OFFSET_VBC_1,d7.s
  fadd.s d0,d4
  fadd.s d1,d5
  fadd.s d2,d6
  fadd.s d3,d7
  move d4.s,x:OFFSET IA 1
  move d5.s,x:OFFSET_IB_1
move d6.s,x:OFFSET_VAB_1
move d7.s,x:OFFSET_VBC_1
;_
  move x:CONTA 1024,d1.1
  inc d1 #1025,d2.1
  cmp d1,d2 ;d2-d1
  jeq termi cali
  move d1.1, x:CONTA 1024
  jmp retorno_IRQC
termi cali
  bset #0,x:BANDEIRA
  movep #$0,x:IPR
  jmp retorno IRQC
;
                         ; |
                         IRQC RS
;|
                         ; |
```

IRQC_RS

```
;
;|
; Extensao do sinal dos dados e conversao
;|a ponto flutuante
;|_
  move #I A,r0
  move #OFFSET_IA,r1
  move #FI_A,r2
  do #4,FIN DO
  move x:(r0)+,d1.1
  asl #4,d1
  ext dl
  asr #4,d1
  float.s d1 x:(r1)+,d2.s
  fsub.s d2,d1
  move d1.s,x:(r2)+
FIN DO
;
; |
       Calculo de I_ALFA e I_BETA
; |
; |
  move x:FI_A,d2.s
  move x:FI B,d1.s
  move #GANHO I,d0.s
  fmpy.s d0,d1,d1
  fmpy.s d0,d2,d2
  move d2.s, x:I_ALFA
  fadd.s d1,d1
  fadd.s d2,d1
  move #(1/@SQT(3.0)),d2.s
  fmpy.s d2,d1,d1
  move dl.s,x:I_BETA
;
;|
; |
       Calculo de V_ALFA e V_BETA
; |
  move x:FV_AB,d2.s
move x:FV_BC,d1.s
  move #GANHO V, d0.s
  fmpy.s d0,d1,d1
```

move #(1/@SQT(3.0)),d2.s

move d1.s,d4.s #(2.0/3.0),d3.s

fmpy.s d0,d2,d2

fmpy.s d3,d2,d2
move #(1.0/3.0),d3.s
fmpy.s d3,d1,d1
fadd.s d2,d1
move d1.s,x:V_ALFA

fmpy.s d2,d4,d4

; _____INICIAR CANAL1_____ movep #I_A,x:DDR0 movep #1,x:DC00 movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0 movep y:INI_CANAL1,y:ADSEL TRF_1 jclr #28,x:DCS0,TRF_1 ___INICIAR CANAL2 ;___ movep #I B,x:DDR0 movep #1,x:DCO0 movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0 movep y:INI CANAL2, y:ADSEL TRF 2 jclr #28,x:DCS0,TRF 2 _INICIAR CANAL3 ; _____iNician {
 movep #V_AB,x:DDR0
 "1_____DC00 movep #1, x:DCOO movep #DMA CONTROL0,x:DCS0 movep y:INI CANAL3, y:ADSEL TRF_3 jclr #28,x:DCS0,TRF_3 __INICIAR CANAL4 ;___ movep #V BC,x:DDR0 movep #1,x:DCO0 movep #DMA CONTROL0,x:DCS0 movep y:INI CANAL4, y:ADSEL ; ; | ;| Calculo de Resistencia de Estator | ; | move x:BANDEIRA,d1.1 calculo_rs brset #2,d1.1,inicio_conta_rs move x:TRANSI RS,d1.1 inc d1 #5000, d2.1 cmp d1,d2 ;d2-d1 jeq termina_transitorio move d1.1, x:TRANSI RS jmp escrever_da termina transitorio bset #2,x:BANDEIRA jmp escrever da inicio conta rs move x:I_ALFA,d0.s move x:I_BETA,d1.s
move x:V_ALFA,d2.s move x:V BETA,d3.s move x:I_ALFA_RS_1,d4.s move x:I BETA RS 1, d5.s move x:V_ALFA_RS_1,d6.s move x:V_BETA_RS_1,d7.s fadd.s d0,d4 fadd.s d1,d5 fadd.s d2,d6 fadd.s d3,d7 move d4.s,x:I_ALFA_RS_1
move d5.s,x:I_BETA_RS_1 move d6.s, x:V ALFA RS 1 move d7.s,x:V_BETA_RS_1 move x:CONTA ROTINA RS,d1.1 inc d1 #5000,d2.1 cmp d1,d2 ;d2-d1 jeq termina rotina rs move d1.1, x: CONTA ROTINA RS

jmp escrever da termina rotina rs bset #1,x:BANDEIRA movep #\$0,x:IPR jmp escrever da ; ; IRQC ; | ; | IRQC bset #\$2,Y:PORTA2 move d0.ml,l:(r6)+ move d0.h,y:(r6)+ move d1.ml,l:(r6)+ move d1.h,y:(r6)+ move d2.ml, 1: (r6) + move d2.h,y:(r6)+ move d3.ml, l: (r6) + move d3.h,y:(r6)+ move d4.ml,l:(r6)+ move d4.h,y:(r6)+ move d5.ml,l:(r6)+ move d5.h,y:(r6)+ move r2,y:(r6)+ move r1,y:(r6)+ move r0,y:(r6)+ move x:BANDEIRA,d1.1 brclr #0,d1.1,IRQC CAL brclr #1,d1.1,IRQC_RS ; ;| ;|Iniciar conversao do A/D ;|_ ____CANAL1 movep #I_A,x:DDR0 ;___ movep #1,x:DCO0 movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0 movep y:INI CANAL1, y:ADSEL ; ; | ;|Extensao do sinal dos dados e conversao | ;|a ponto flutuante ;|_ move #I A,r0 move #OFFSET IA,r1 move #FI_A,r2 do #4,fim_do move x: $(r\overline{0}) + , d1.1$ asl #4,d1 ext d1 asr #4,d1 float.s d1 x:(r1)+,d2.s fsub.s d2,d1 move d1.s, x: (r2) + fim do do #2,fim do1 move $x: (r\overline{0}) +, d1.1$

```
asl #4,d1
  ext d1
  asr #4,d1
  float.s d1
  move dl.s,x:(r2)+
fim_do1
;Testar fim de armazenamento de I A
TRF1 jclr #28,x:DCS0,TRF1
movep #I_B, x:DDR0
       CANAL2
  movep #1,x:DCO0
  movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
movep y:INI_CANAL2,y:ADSEL
;
; |
          Calculo de V_ALFA e V_BETA
; |
; |
  move x:FV_AB,d2.s
  move x:FV BC,d1.s
  move #GANHO_V,d0.s
  fmpy.s d0,d1,d1
  fmpy.s d0,d2,d2
  move d1.s,d4.s #(2.0/3.0),d3.s
  fmpy.s d3,d2,d2
  move #(1.0/3.0),d3.s
  fmpy.s d3,d1,d1
  fadd.s d2,d1
  move dl.s,x:V_ALFA
  move #(1/@SQT(3.0)),d2.s
  fmpy.s d2,d4,d4
  move d4.s,x:V BETA
;V ALFA FILTRADO
  move x:V ALFA,d1.s
  move x:V_ALFA_1,d2.s
  move x:V_ALFA_2,d3.s
move x:V_ALFA_3,d4.s
  move dl.s,x:V_ALFA_1
  move d2.s,x:V_ALFA_2
move d3.s,x:V_ALFA_3
  fadd.s d1,d2
  fadd.s d3,d4
  fadd.s d2,d4
  move #0.25,d2.s
  fmpy.s d2,d4,d4
  move d4.s,x:V_ALFA_FTRDO
;V BETA FILTRADO
  move x:V BETA,d1.s
  move x:V_BETA_1,d2.s
  move x:V_BETA_2,d3.s
  move x:V BETA 3,d4.s
  move dl.s,x:V BETA 1
  move d2.s,x:V_BETA_2
move d3.s,x:V_BETA_3
  fadd.s d1,d2
  fadd.s d3,d4
  fadd.s d2,d4
  move #0.25,d2.s
```

```
fmpy.s d2,d4,d4
  move d4.s, x:V BETA FTRDO
;Testar fim de armazenamento de I B
TRF2 jclr #28,x:DCS0,TRF2
      __CANAL3
;____
  movep #V AB, x:DDR0
  movep #1,x:DC00
  movep #DMA CONTROL0,x:DCS0
  movep y:INI_CANAL3, y:ADSEL
;
; |
       Calculo de I_ALFA e I_BETA
; |
; |
  move x:FI_A,d2.s
  move x:FI B,d1.s
  move #GANHO_I,d0.s
  fmpy.s d0,d1,d1
  fmpy.s d0,d2,d2
  move d2.s,x:I ALFA
  fadd.s d1,d1
  fadd.s d2,d1
  move #(1/@SQT(3.0)),d2.s
  fmpy.s d2,d1,d1
  move dl.s,x:I_BETA
;I_ALFA_FILTRADO
  move x:I ALFA,d1.s
  move x:I_ALFA_1,d2.s
  move x:I_ALFA_2,d3.s
move x:I_ALFA_3,d4.s
  move d1.s,x:I_ALFA_1
move d2.s,x:I_ALFA_2
  move d3.s, x: [ALFA]
  fadd.s d1,d2
  fadd.s d3,d4
  fadd.s d2,d4
  move #0.25,d2.s
  fmpy.s d2,d4,d4
  move d4.s, x:I_ALFA_FTRDO
;I BETA FILTRADO
  move x:I BETA, d1.s
  move x:I BETA 1,d2.s
  move x:I_BETA_2,d3.s
move x:I_BETA_3,d4.s
  move dl.s, x:I_BETA_1
  move d2.s, x:I BETA 2
  move d3.s, x:I_BETA_3
  fadd.s d1,d2
  fadd.s d3,d4
  fadd.s d2,d4
  move #0.25,d2.s
  fmpy.s d2,d4,d4
  move d4.s, x:I_BETA_FTRDO
```

;Testar fim de armazenamento de V_AB TRF3 jclr #28,x:DCS0,TRF3

;____CANAL4 movep #V_BC,x:DDR0

```
movep #1,x:DCO0
  movep #DMA CONTROL0,x:DCS0
  movep y:INI_CANAL4, y:ADSEL
;
; |
      Calculo do angulo TETA
;|
    TETAN=TETAN 1+h*We
; |
; |
;Testar fim de armazenamento de V BC
TRF4 jclr #28,x:DCS0,TRF4
      CANAL5
;_
; movep #POT_5,x:DDR0
; movep #1,x:DC00
; movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
; movep y:INI CANAL5, y:ADSEL
;Testar fim de armazenamento de POT 5
;TRF5 jclr #28,x:DCS0,TRF5
       CANAL6
  movep #POT_6,x:DDR0
  movep #1,x:DCO0
  movep #DMA CONTROL0,x:DCS0
  movep y:INI_CANAL6, y:ADSEL
;
; |
         Estimacao de Fluxo Alfa
; |
; |
  move x:RS ALFA,d1.s
  move x:I_ALFA,d2.s
  fmpy.s d1,d2,d2 x:V_ALFA,d3.s
  fsub.s d2,d3
                     ;d3=U
  move d3.s,x:FEM_ALFA
  move #h,d2.s
  fmpy.s d2,d3,d3
  move x:FLUXO_ALFA_1,d1.s
  fadd.s d3,d1
  move #(1.0/(1.0+delta*h)),d4.s
  fmpy.s d4,d1,d1
  move dl.s,x:FLUXO ALFA 1
  move dl.s,x:FLUX0_ALFA
;
; |
    Estimacao de Fluxo Alfa Simples
; |
; |
  move x:FEM ALFA,d2.s
  move #h,d1.s
  fmpy.s d1,d2,d2
  move x:FLUXO ALFA 1 S,d1.s
  fadd.s d2,d1
  move dl.s, x:FLUXO_ALFA_1_S
  move dl.s, x:FLUXO ALFA S
;
; |
          Estimacao de Fluxo Beta
;|
; |
  move x:RS BETA,d1.s
  move x:I BETA,d2.s
  fmpy.s d1,d2,d2 x:V_BETA,d3.s
```

;

testar beta

fcmp $d1, \overline{d}2$ fjgt normal

move x:I BETA, d1.s

```
;d3=U
  fsub.s d2,d3
  move d3.s, x:FEM BETA
  move #h,d2.s
  fmpy.s d2,d3,d3
  move x:FLUXO_BETA_1,d1.s
  fadd.s d3,d1
  move #(1.0/(1.0+delta*h)),d4.s
  fmpy.s d4,d1,d1
  move d1.s, x:FLUXO_BETA_1
  move dl.s, x: FLUXO BETA
;
;|
    Estimacao de Fluxo Beta Simples
;|
;|_
  move x:FEM BETA,d2.s
 move #h,d1.s
  fmpy.s d1,d2,d2
  move x:FLUXO_BETA_1_S,d1.s
  fadd.s d2,d1
  move dl.s, x:FLUXO_BETA_1_S
move dl.s, x:FLUXO_BETA_S
;)))))))))))))) DO ESTIMADOR DO FLUXO((((((((
;|Continuacao do Programa
;|_
escrever_da
;
;
         Escrita do D/A
;
    move x:FI A,d1.s
    move x:FI_B,d2.s
    move x:FV_AB,d3.s
move x:FV_BC,d4.s
  int d1 #$800,d0.1
  add d0,d1
  int d2 d1.1, y:DASELA
  add d0,d2
  int d3 d2.1,y:DASELB
  add d0,d3
  int d4 d3.1,y:DASELC
  add d0,d4
  movep d4.1,y:DASELD
;
; |
    Teste de Sobrecorrente
; |
; |
  move x:I_ALFA,d1.s
  move #30.0,d2.s
  fcmp d1,d2
  fjgt testar_beta
  jmp sobrecorrente
```

```
jmp sobrecorrente
normal
 movep y:PORTA4,d0.1
 jclr #$5,d0.1,sobrecorrente
retorno IRQC
 move y:-(r6),r0
 move y:-(r6),r1
 move y:-(r6),r2
 move y:-(r6),d5.h
 move 1:-(r6),d5.ml
 move y:-(r6),d4.h
 move l:-(r6), d4.ml
 move y:-(r6),d3.h
 move l:-(r6),d3.ml
 move y:-(r6),d2.h
 move l:-(r6),d2.ml
 move y:-(r6),d1.h
 move l:-(r6),d1.ml
 move y:-(r6),d0.h
 move 1:-(r6),d0.ml
 bclr #$2,Y:PORTA2
 rti
;
                                  ; |
     Rotina de leitura de velocidade
                                  ; |
                                  ; |
timer1
 move d0.ml, l: (r6) +
 move d0.h,y:(r6)+
 move d1.ml, l: (r6) +
 move d1.h,y:(r6)+
 movep x:TCR1,d0.1
 float.s d0 y:PORTA4,d1.1
  jclr #$1,d1.l,v_nega
  jmp fim v
v nega bset #31,d0.s
fim v
 move d0.s, x:VELOCIDADE
 move y:-(r6),d1.h
 move l:-(r6),d1.ml
 move y:-(r6), d0.h
 move 1:-(r6),d0.ml
 rti
;
                                  ; |
     Rotina Modulação vetorial
                                  ; |
                                  ;|
timer0
```

bset #\$6,Y:PORTA2 move r0,y:(r6)+ move r1,y:(r6)+ move r2,y:(r6)+

move d0.h,y:(r6)+ move d1.ml,l:(r6)+

move d0.ml, l: (r6) +

move d1.h,y:(r6)+ move d7.ml, l: (r6) + move d7.h,y:(r6)+ move x:SV_CONTA,r0
move x:SV_POINTER,r1 jmp (r0)+ ;INTERRUPCAO 1 SV_ZEROmovep Y:(r1)+,y:PORTA1 ;VETOR 0 movep X:SV TEMPO1,X:TCR0 bset #\$0,Y:PORTA2 move r0, x:SV CONTA move r1, x:SV POINTER jmp fin_t1 ;INTERRUPCAO 2 SV UM movep Y: (r1)+, y: PORTA1 ;VETOR 4 movep X:SV TEMPO2, X:TCR0 move r0,x:SV CONTA move r1, x:SV_POINTER jmp fin tl ;INTERRUPCAO 3 SV DOISmovep Y: (r1)+, y: PORTA1 ;VETOR 6 movep X:SV_TEMPO0,X:TCR0 move r0, x:SV CONTA move r1, x:SV POINTER jmp fin_t1 ;INTERRUPCAO 4 SV ZERO1 movep Y: (r1)+, y: PORTA1 ;VETOR 7 movep X:SV TEMPOO, X:TCR0 move r0,x:SV CONTA move r1, x:SV POINTER jmp fin t1 ;INTERRUPCAO 5 SV ZERO1 1 movep Y: (r1)+, y: PORTA1 ;VETOR 7 movep X:SV_TEMPO2, x:TCR0 bclr #\$0,Y:PORTA2 move r0,x:SV CONTA move r1, x:SV_POINTER jmp fin t1 ;INTERRUPCAO 6 SV_DOIS_1 movep Y:(r1)+,y:PORTA1 ;VETOR 6 movep X:SV TEMPO1, X:TCR0 move r0, x:SV CONTA move r1, x:SV POINTER jmp fin_t1 ;INTERRUPCAO 7 SV_UM_1movep Y:(r1)+,y:PORTA1 ;VETOR 4 movep X:SV_TEMPO0,X:TCR0 move r0, x:SV CONTA move r1, x:SV POINTER jmp fin_t1 ;INTERRUPCAO 8 SV_ZERO_1 movep Y:(r1)+,y:PORTA1 ;VETOR_0 ;-----;Obtem setor e tempos ;Atualiza tempo0, tempo1 e tempo2 ; move x:SENO COSENO,r2 ; move #(512+10),r2 ; move x:(r2),d0.s ; move y:(r2)+,d1.s ; move #(1/@SQT(3.0)),d7.s

```
move x:VALFA REFERENCIA N, d0.s
 move x:VBETA REFERENCIA N, d1.s
 move #(1/@SQT(3.0)),d7.s
;Calcula o setor a partir das componentes
;Entrega tempos setor em x:SV_POINTER
fsub.s d1,d0 #SETOR I,d7.s;setor 1
 fadd.s d1,d1 d7.s,x:SV POINTER
                    ;setor 2
 move d7.s, x:SV POINTER
                    ;setor 6
```

```
fadd.s d1,d0 d\overline{0}.s,d7.s
  fsub.s d7,d1
  jmp ARMAZENA_TEMPOS
SEN NEG
  fcmpm d1,d0
  fjlt SV PULO2
  move #SETOR VI,d7.s
  move d7.s,x:SV POINTER
  fadd.s d0,d1 d1.s,d7.s
  fadd.s d7.s,d7.s
  fneg.s d7
  move d7.s,d0.s
  jmp ARMAZENA TEMPOS
SV PULO2
  fneg.s d1 d7.s,x:SV POINTER
  move dl.s,d7.s
  fsub.s d0,d1
  fadd.s d7,d0
  jmp ARMAZENA TEMPOS
COS NEG
  ftst d1
  fjlt SEN NEG1
  fcmpm d1,d0
  fjlt SV PULO3
  move #SETOR_III,d7.s
                         ;setor 3
  move d7.s,x:SV POINTER
  fadd.s d0,d1 d1.s,d7.s
  fadd.s d7,d7
  fneg.s d1 d7.s,d0.s
  jmp ARMAZENA TEMPOS
SV PULO3
  move #SETOR II,d7.s
                         ;setor 2
  move d7.s,x:SV POINTER
  fadd.s d1,d0 d0.s,d7.s
  fsub.s d7,d1
  jmp ARMAZENA_TEMPOS
SEN NEG1
  fcmp d1,d0
  fjlt SV PULO4
  fneg.s d0 #SETOR V,d7.s
                          ;setor 5
  fneg.s d1 d7.s,x:SV POINTER
  move dl.s,d7.s
```

; fmpy.s d7,d1,d1

fmpy.s d7,d1,d1 move #1700.0,d7.s fmpy.s d7,d0,d0 fmpy.s d7,d1,d1

;alfa (d0) e beta (d1)

jmp ARMAZENA TEMPOS

move #SETOR II,d7.s

SV_PULO1

ftst d0 fjlt COS NEG ftst d1 fjlt SEN NEG fcmpm d1,d0 fjlt SV PULO1

```
180
```

```
fsub.s d0,d1
 fadd.s d7,d0
 jmp ARMAZENA_TEMPOS
SV PULO4
 fneg.s d1 d7.s,x:SV_POINTER
 fsub.s d1,d0
 fadd.s d1,d1
ARMAZENA TEMPOS
 move #1701.0,d7.s
 fcmp d7,d0
 fjlt conti sv
 move #$00, y: PORTA1
 move #0,x:IPR
fica jmp fica
conti_sv
 move #200.0,d7.s
 fadd.s d7,d0
 fadd.s d7,d1
 int d0
 int d1 d0.1,X:SV_TEMPO1
 move d1.1, X:SV TEMPO2
 add d1,d0 #2500,d7.1
 sub d0,d7
 asr d7
move d7.1,X:SV_TEMPO0
;-----
                      _____
 movep X:SV_TEMPO0,X:TCR0
 move #INTE1, d0.1
 move d0.1, X:SV_CONTA
fin tl
 move y:-(r6),d7.h
 move 1:-(r6),d7.ml
 move y:-(r6),dl.h
 move 1:-(r6),d1.ml
 move y:-(r6),d0.h
 move l:-(r6),d0.ml
 move y:-(r6),r2
 move y:-(r6),r1
 move y:-(r6),r0
 bclr #$6,Y:PORTA2
 rti
;
                                  ; |
; |
        Rotina de Controle
                                  ; |
```

IRQA

```
bset #$4,Y:PORTA2
  bchg #$5,Y:PORTA2
;
; |
    Velocidade do motor (Wr)
; |
; |
  move #K VELO, d0.s
  move x: VELOCIDADE, d5.s
  ftst d5
  fjeq velocidade_zero
  jsr divisao
  move d0.s,x:Wr
  jmp cvi
velocidade zero
  move d5.s,x:Wr
cvi
  move x:Wr,d0.s
  move #RPM RAD,dl.s
```

fmpy.s d1,d0,d0
move d0.s,x:Wr_rad

;

;| ;|

;| PI de Velocidade ;| ; |TORQUEn=TORQUEn 1+Kp(En-En 1)+Ki*h1*En ; | ;-----;Teste de velocidade move x:tempo_testel,d1.1 inc d1 #12000,d2.1 cmp d1,d2 ;d2-d1 jeq trocar_Wr move d1.1, x:tempo testel jmp enviar_ref_velocidade trocar Wr fclr d1 move dl.s, x:tempo testel move x:Wr_teste,d1.s fneg.s dl move d1.s,x:Wr_teste fjmi torque low move #WR POS,d1.s move d1.s,x:Wr_testel jmp enviar_ref_velocidade torque_low move #WR_NEG,dl.s move d1.s,x:Wr testel enviar_ref_velocidade move x:Wr_testel,d0.s ;-----move x:FPOT_6,d0.s ;Wref move x:Wr,d5.s ;Wr fsub.s d5,d0 ;En=Wref-Wr move #(2*3.14159/60),d1.s fmpy.s d1,d0,d0 move #(Ki*h1),d1.s fmpy.s d0,d1,d2 ;Ki*h1*En move x:En_1,d1.s move d0.s,x:En 1 fsub.s d1,d0 move #Kp,dl.s fmpy.s d0,d1,d3 ;Kp*(En-En-1) fadd.s d2,d3 move x:TORQUEn_1,d0.s fadd.s d0,d3 ;Torque atual move #TORQUE MAX, d0.s fcmpm d0,d3 fjlt fim pi ftst d3.s fjpl Torque_max_pos fneg.s d0 move d0.s,d3.s jmp fim_pi Torque_max_pos move d0.s,d3.s fim pi move d3.s,x:TORQUEn 1 move d3.s,x:TORQUEn ; ; | Т Controle Vetorial Indireto |

181

```
move #Fr,d5.s
                 ;Fr=0.1Wb
 move #(1/Lm),d1.s
  fmpy.s d5,d1,d1
  move dl.s,x:Idc
; move #Tec,dl.s
; move x:FPOT 6,d0.s
  move x:TORQUEn,d0.s
;-----
;Teste de orientacao, degraus de torque
 move x:tempo teste,d1.1
  inc d1 #(2750*4),d2.1
  cmp d1,d2 ;d2-d1
jeq trocar_te
  move d1.1, x:tempo teste
  jmp enviar_torque
trocar_te
  fclr d1
  move dl.s, x:tempo teste
  move x:te_teste,d1.s
  fneg.s dl
 move d1.s,x:te_teste
enviar_torque
  move x:te teste,d0.s
;-----
  move d0.s,d1.s
; move x:TORQUEn,dl.s
          ;P=2
  move #K1,d0.s
                  ;K1=2*Lr/(3*Lm*P)
  fmpy.s d1,d0,d0
  jsr divisao ;K1(Tn/171)/Fr
  move d0.s,x:Iqc
  move #K2,d1.s
                  ;K2=Lm/Tr
  fmpy.s d1,d0,d0
  move #Fr,d5.s
  jsr divisao
  move d0.s,x:Wsl
  move #RPM_RAD,d2.s
  move x:Wr,dl.s
  fmpy.s d2,d1,d1
  fadd.s d1,d1 ;Wr=2Wr(rad. elet.)
  fadd.s d1,d0 ;We=Wr+Wsl
move d0.s,x:We ;We=freq. eletrica
;
; |
            Calculo do angulo TETA |
;|
   TETAN=TETAN_1+h1*We |
; |
;|_
  move x:We,d0.s
 move #h1,d1.s
                  ;h1=250e-6
  fmpy.s d1,d0,d0
  move x:TETAN_1,d1.s
                 ;dl=TETAN
  fadd.s d0,d1
  fjmi angulo negativo
  bclr #$4,X:BANDEIRA
  move #(1.99444*3.14159),d0.s
  fcmp d0,d1
  fjlt rotacao
  fsub.s d0,d1
  bchg #$7,Y:PORTA2
  jmp rotacao
angulo negativo
```

```
183
```

```
bset #$4,X:BANDEIRA
  move #(-1.99444*3.14159),d0.s
  fcmp d0,d1
  fjgt rotacao
  fsub.s d0,d1
  bchg #$7,Y:PORTA2
rotacao
  move dl.s, x:TETAN 1
  move #(180.0/3.14159),d2.s
  fmpy.s d2,d1,d1
  move dl.s, x:TETAN_GRAUS
  fjpl teta_positivo
  fabs.s d1
teta_positivo
;
; |
     TETAN=ANGULO DE ROTAÇÃO
; |
;|
      COS_TETAN---SEN_TETAN
;|_
  int d1
  move #IDATA,d0.1
  add d0,d1
  move d1.1,r2
  nop
  move x:(r2),d0.s;cos
  move y:(r2),d1.s;sen
  jclr #$4,X:BANDEIRA,nao_muda
  fneq.s d1
nao_muda
  move d0.s,x:COS TETAN
  move dl.s, x:SEN_TETAN
;
; |
; | Id_Iq--->I_ALFA,I_BETA
; | I_ALFA_C1=cos0*Idc-sen0*Iqc
;| I_BETA_C1=sen0*Idc+cos0*Iqc
;|_
  move x:COS TETAN, d0.s
  move x:SEN_TETAN,d1.s
  move x:Idc,d2.s
  move x:Iqc,d3.s
  fmpy.s d0,d2,d4
  fmpy.s d1,d3,d5
  fsub.s d5,d4
  move d4.s, x:IALFA C
  fmpy.s d1,d2,d4
  fmpy.s d0,d3,d5
  fadd.s d5,d4
  move d4.s, x:IBETA C
;
; |
   I ALFA,I BETA--->Id Iq
; |
;| Idr=cos0*I ALFA+sen0*I BETA
;| Iqr=-sen0*I_ALFA+cos0*I_BETA
; |
  move x:COS TETAN, d0.s
  move x:SEN_TETAN,d1.s
  move x:I_ALFA_FTRDO,d2.s
  move x:I BETA FTRDO,d3.s
  fmpy.s d0,d2,d4
  fmpy.s d1,d3,d5
  fadd.s d4,d5
  move d5.s,x:Idr
```

```
fneq.s d1
  fmpy.s d1,d2,d4
  fmpy.s d0,d3,d5
  fadd.s d4,d5
  move d5.s,x:Iqr
;
; |
   Fluxo e torque a partir de
; |
; |
       variaveis sincronas
;|
  move x:Idr,d0.s
  move x:Fr s 1,d1.s
  move \#(Tr/(h1+Tr)), d2.s
  move #(h1*Lm/(h1+Tr)),d3.s
  fmpy.s d2,d1,d1
  fmpy.s d3,d0,d0
  fadd.s d0,d1
  move d1.s,x:Fr s 1
  move dl.s,x:Fr_s
  move #(1.5*P*Lm/Lr),d0.s
  fmpy.s d0,d1,d1
  move x:Iqr,d2.s
  fmpy.s d2,d1,d1
  move dl.s,x:Te s
;
; |
; | Fd_Fq--->Fr_alfa_s,fr_beta_s
   Fr_alfa_s=cos0*Fd-sen0*Fq
; |
;| Fr_beta_s=sen0*Fd+cos0*Fq
;|_
  move x:COS TETAN,d0.s
  move x:SEN_TETAN,d1.s
  move x:Fr_s,d2.s
  fmpy.s d2, d0, d0
  fmpy.s d2,d1,d1
  move d0.s,x:Fr alfa s
  move dl.s, x:Fr_beta_s
move x:Fr_alfa_s_1,d2.s
move x:Fr_beta_s_1,d3.s
  move \#(Lm/(Lr*h1)), d4.s
  fsub.s d2,d0
  fsub.s d3,d1
  fmpy.s d4,d0,d0
  fmpy.s d4,d1,d1
  move d0.s, x:Femr alfa s
  move dl.s, x:Femr_beta_s
  move x:Fr alfa s,dl.s
  move x:Fr_beta_s,d2.s
  move dl.s, x:Fr alfa s 1
  move d2.s, x:Fr_beta_s_1
;
; |
      Modulo do fluxo de estator
; |
; |
  move x:FLUXO ALFA,d1.s
  move x:FLUXO_BETA,d5.s
  fmpy.s d1,d1,d1
  fmpy.s d5,d5,d5
```

```
fadd.s d1,d5
  jsr raiz
  move d4.s,x:MOD_FLUXO
;
; |
; | Estimacao de Torque
; |
  move x:I ALFA FTRDO,d1.s
  move x:I BETA FTRDO,d2.s
  move x:FLUX0_ALFA,d3.s
  move x:FLUXO BETA,d4.s
  fmpy.s d2,d3,d3
  fmpy.s d1,d4,d4
  fsub.s d4,d3
  move #(1.5*P),d0.s
  fmpy.s d0,d3,d3
  move d3.s,x:TORQUE
;
; |
        PI de Corrente para ALFA
; |
; |VALFAR=VALFARn_1+Kp(EAn-EAn_1)+Ki*h1*EAn |
;|
  move x:IALFA_C,d0.s ;Ialfa referencia
  move x:I ALFA FTRDO,d5.s ;Ialfa
  fsub.s d5,d0 ;ECn=Ialfac-Ialfa
  move #(Kic*h1),d1.s
  fmpy.s d0,d1,d2 ;Kic*h1*ECn
  move x:EAn_1,d1.s
  move d0.s, x:EAn 1
  fsub.s d1,d0
  move #Kpc,d1.s
  fmpy.s d0,d1,d3
                   ;Kpc*(ECn-ECn-1)
  fadd.s d2,d3
  move x:VALFA_REFERENCIA_1,d0.s
                ;Tensao de ref. atual
  fadd.s d0,d3
  move d3.s, x:VALFA REFERENCIA 1
  move d3.s, x: VALFA_REFERENCIA
;
; |
       PI de Corrente para BETA
: |
; |VBETAR=VBETAn 1+Kpc(EBn-EBn 1)+Kic*h1*EBn
;|_
  move x:IBETA C,d0.s ;Ibeta referencia
  move x:I BETA FTRDO,d5.s ;Ibeta
  fsub.s d5,d0 ;EBn=Ibetac-Ibeta
  move #(Kic*h1),d1.s
  fmpy.s d0,d1,d2 ;Kic*h1*EBn
  move x:EBn_1,d1.s
  move d0.s, x:EBn 1
  fsub.s d1,d0
  move #Kpc,dl.s
  fmpy.s d0,d1,d3
                   ;Kpc*(EBn-EBn-1)
  fadd.s d2,d3
  move x:VBETA_REFERENCIA_1,d0.s
  fadd.s d0,d3
                  ;Tensao de ref. atual
  move d3.s, x:VBETA REFERENCIA 1
  move d3.s, x: VBETA REFERENCIA
;
; |
; | Normalização do vetor tensão
   de referencia
; |
; |
```

```
move x:VALFA_REFERENCIA,d1.s
move x:VBETA_REFERENCIA,d5.s
fmpy.s d1,d1,d1
```

```
fmpy.s d5,d5,d5
  fadd.s d1,d5
  jsr raiz
  move d4.s, x:MOD V REFERENCIA
  move #0.82,d0.s
  fcmp d0,d4
  fjle NAO ALTERA MODULO
  move x:VALFA REFERENCIA, d0.s
  move d4.s,d5.s
  jsr divisao
  move #0.82,d1.s
  fmpy.s d1,d0,d0
  move d0.s,d7.s
  move x:VBETA REFERENCIA, d0.s
  move x:MOD_V_REFERENCIA, d5.s
  jsr divisao
  move #0.82,d1.s
  fmpy.s d1,d0,d0
  ori #$30,mr
  move d7.s, x:VALFA_REFERENCIA_N
move d0.s, x:VBETA_REFERENCIA_N
  andi #$CF,mr
  jmp termino_limite_de_modulo
NAO_ALTERA_MODULO
  move x:VALFA_REFERENCIA, d0.s
  move x:VBETA_REFERENCIA, d1.s
  ori #$30,mr
  move d0.s,x:VALFA_REFERENCIA_N
  move dl.s, x: VBETA REFERENCIA N
  andi #$CF,mr
termino limite de modulo
;
; Mostrar seno cosseno
;_
  move x:SENO COSENO,r0
  nop
  move x:(r0),d1.s
  move y:(r0)+,d2.s
  move (r0)+
  move r0,d3.1
  move #(IDATA+POINTS),d4.1
  cmp d4,d3
  jlt enviar_seno_coseno1
  move #IDATA,r0
  bchg #$1,y:PORTA2
enviar seno cosenol
  move r0, x:SENO COSENO
  bclr #$4,Y:PORTA2
  rti
;
;|
       Vetores de Interrupcao
;|
; |
  org p:$8
jsr IRQA
```

	org move	p:\$A ep y:ADSEL,y:I_AY
;	jsr	IRQB
	org jsr	p:\$C IRQC
	org jsr	p:\$14 timer0
	org jsr	p:\$16 timer1
	org	p:\$100
IN	ITE1	jmp SV_ZERO
IN	ITE2	jmp SV_UM
IN	ITE3	jmp SV_DOIS
IN	ITE4	jmp SV_ZERO1
IN	ITE5	jmp SV_ZERO1_1
IN	ITE6	jmp SV DOIS 1
IN	ITE7	jmp SV UM 1
IN	ITE8	jmp SV_ZERO_1

;		
; ; ;	Variaveis	
ORG	X:\$0	
I_A I_B V_AB V_BC POT_5 POT_6	DS 1 DS 1 DS 1 DS 1 DS 1 DS 1	
FI_A FI_B FV_AB FV_BC FPOT_5 FPOT_6	DS 1 DS 1 DS 1 DS 1 DS 1 DS 1 DS 1	
I_ALFA I_BETA V_ALFA V_BETA	DS 1 DS 1 DS 1 DS 1	
I_ALFA_1 I_BETA_1 V_ALFA_1 V_BETA_1	DS 1 DS 1 DS 1 DS 1	
I_ALFA_2 I_BETA_2 V_ALFA_2 V_BETA_2	DS 1 DS 1 DS 1 DS 1	
I_ALFA_3 I_BETA_3 V_ALFA_3 V_BETA_3	DS 1 DS 1 DS 1 DS 1	
I_ALFA_F' I_BETA_F' V_ALFA_F' V_BETA_F'	IRDO DS 1 IRDO DS 1 IRDO DS 1 IRDO DS 1 IRDO DS 1	

£'.	LU.	xo_	ALF.	A	DS	1		
F.	LU	xo_	ALF.	A_1	DS	1		
F.	LU.	XO_	BET.	A	DS	1		
F.	LU	XO_	BET.	A_1		DS	1	
Fl	ΞM	AI	FA			DS	1	
FI	тм	BE	ΔT			DS	1	
						20	-	
		vo	~ T T	7 0		Ъđ	1	
Ľ.	LU.	X0_	ALF.	A_S	_	05	1	
F.	LU.	xo_	ALF.	A_1_\$	5	DS	1	
F:	LU.	XO_	BET.	A_S		DS	1	
F	LU.	XO	BET.	A 1 3	3	DS	1	
M	DD	FL	JUXO			DS	1	
т.)B					DS.	1	
± `	010	201				20	-	
~		<u></u>				D.C.	1	
01	F. F.	SET	_1A			DS	T	
01	FF	SET	'_IB			DS	1	
01	FF	SET	' VA	В		DS	1	
01	FF	SET	' VB	С		DS	1	
			-					
0	55	٥₽m		1		٦¢	1	
0	C C	SEI	A			05	T	
01	F.F.	SET	_1B	_1		DS	T	
01	FF	SET	' VA	в 1		DS	1	
01	FF	SET	' VB	c_1		DS	1	
			-					
т	7	⊺ ⊏ਾ ∧	pe			٦¢	1	
<u>+</u> -	- <u>A</u>	ЦГ А ————				05	T	
Τ.	_B	ETA	_RS			DS	T	
V	_A	LFA	_RS			DS	1	
v	B	ЕТА	RS			DS	1	
-	_		_					
т	7	ד די ה	ъс	1		ЪC	1	
÷-	- <u>^</u>			- <u>+</u>		03	1	
⊥_	_B	ETA	_RS			DS	T	
V	_A	LFA	_RS	_1		DS	1	
	-	ድ ጥ እ	DO	1			-	
v	В.	חדים	L KS	1		DS	1	
V	_B					DS	Ţ	
	_B.	7 T T	_KS			DS	1	
V R		ALF	'A	_1		DS DS	1	
V R: R:		ALF BET	'A 'A			DS DS DS	1 1 1	
V R: R:	_B S	ALF BET	'A 'A			DS DS DS	1 1 1	
V R: R: I	_B S_: S_: A	ALF BET LFA	' 'A 'A 	_⊥ F		DS DS DS DS	1 1 1	
V R R R I T	_в S S _А	ALF BET LFA ETA	'A 'A 'A 	⊥_ ∃ ⊐ ⊒		DS DS DS DS DS	1 1 1 1	
	_B S _A B	ALF BET LFA ETA	A A A RE RE	_⊥ F F F TM		DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1	
		ALF BET LFA ETA LFA	A A A RE RE	_⊥ F F F_IM		DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1	
	_B SS A B A B	ALF BET LFA ETA LFA	A A A RE RE RE RE	 F FIM F_IM		DS DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1 1	
	_B: S _A _B: _B:	ALF BET LFA ETA ETA	A A A A RE RE RE RE	_I F F_IM F_IM		DS DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1	
	_B S _A _B _A _B _A	ALF BET LFA ETA LFA ETA	A A A RE RE RE RE	I F F_IM F_IM		DS DS DS DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1 1 1	
	_B: SSS _A _B: _A _B: _A _B: _A _B: _A	ALF BET LFA ETA LFA ETA ULC ULC	A A A RE RE RE RE RE	 F FIM FIM F		DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1 1 1 1	
	_B SS _A _B _B _B NG NG	ALF BET LFA ETA ETA ULC ULC DEI	A A A RE RE RE RE RE RE RE	 F FIM FIM F		DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
	_B SS _A _B _A _B _A _B _A NG NG	ALF BET LFA ETA LFA ETA ULC ULC DEI	A A RE RE RE RE RE RE RE	 F FIM FIM FIM		DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
	_B SS _A _B _A _B _A _B _A NG NG AN	ALF BET LFA ETA LFA ETA ULC ULC DEI TA_	A RE RE RE RE RE RE RE 102	 F FIM FIM F4		DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V R R I I I A I A I A I A I A I A I A	_B SA _A _B _A _B NG NG NG NG NG	ALF BET LFA ETA LFA ETA ULC ULC DEI TA_ NSI	A RE RE RE RE RE RE 102 RA	 F FIM FIM F 4		DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V R R I I I A I A I B C C T I C	_B S B _B _B _B _B _B _B _B _B _B _B _D N G N G N G N G N C N C N	ALF BET LFA ETA LFA ULC DEI TA_ NSI TA_	A A RE RE RE RE RE RE RE RE RE RE RE RE RE	I F_IM F_IM F 4 INA_I	RS	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V RR I I I I AI BC TI C EI	_B S B B NG NG AN S NG AN S N C N C N	ALF BET LFA ETA LFA ULC DEI TA_ ITA_ ERE	A RE RE RE RE RE RE RA 102 RS ROT CO_	 F FIM FIM F 4 INA_I TABEI	RS LA	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V RR I I I I AI AB C T C EI EI	_B SS _A _B _A _B NG NG NG NG NG NG ND ND	ALFA BET LFA ETA LFA ETA ULCC DEI TA_ ERE ERE	RE RE RE RE RA 102 RS ROT CO CO	 F FIM FIM F 4 INA_I TABEI TABEI	RS LA LA2	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS CS CS CS CS CS CS CS CS CS CS CS CS CS	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V RR I I I I AI BC C T C E I V	_B S S A B A A N G A N C N C N C N C N C N C N C N C N C N	ALFA BET LFA ETA LFA ETA ULCC DEI TA_ ERE ERE ERE	A RE RE RE RE C RE RA 102 RS ROT CO DAD	I F FIM FIM F 4 INA_I TABEI TABEI E	RS LA LA2	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
	B SA B A B NG NG NG NG NG NG NG NG NG C N C N C N	ALFA BET LFA ETA ULC ULC ULC DEI TA ERE ERE ERE	RE RE RE RE RE RE RE RS ROT CO DAD	I F FIM FIM F 4 INA_I TABEI TABEI E	RS LA LA2	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V RR IIII AIBC TC EIVW	_B SA B A B A NG A N C N C N C N C N C N C N C N C N C N	ALFA BET LFA ETA ULC ULC ULC ULC DEI TA_ ERE ERE ERE OCI	RE RE RE RE RE RE RE RS ROT CO _DAD	I F F_IM F_IM F 4 INA_I TABEI TABEI E	RS LA LA2	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D		
V RR IIII AIABCTCEEVW:	_B SA B B A NG A N C N C N C N C N C N C N C N C N C N	ALFA BET LFA ETA LFA ETA ULCC DEI TA_ ERE ERE OCCI rad	RE RE RE RE RE RE RA 102 RS ROT CO DAD	F F F_IM F_IM F INA_I TABEJ E	RS LA LA2	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V RR IIII AABCTCEEVWWII	_B SB AB AB NG NG NG NG NG NG NG NG NG NG NG NG NG	ALFA BET LFA ETA LFA ETA ULCC DEI TA_ ERE ERE OCCI rad FA_	RE RE RE RE RA 102 RA 102 RA CO CO C	 F F_IM F_IM F INA_I TABEI TABEI E	RS LA LA2	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V RR IIII AABCTCEEVWIII	_B SA BB AB NG NG NG NG NG NG NG NG NG NG NG NG NG	ALF BET LFA ETA LFA ETA ULC ULC DEI TA_ ERE ERE ERE CCI rad FA_ FA	A RE A RE C RE C RE C A C A C A C A	 F F_F_IM F_IM F 4 INA_I TABEI TABEI E NTER:	RS LA LA2 IOR	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V RR IIII AABCTCEEVWIIII	_B SB BB NG AN CAN CAN CAN CAN CAN CAN CAN CAN CAN C	ALF BET LFA ETA LFA ETA ULC ULC LFA ERE ERE CCI TA FA FA FA	RE RE RE RE RE RA 102 CO CO C C C C C C C C C C	 F F_IM F_IM F 4 INA_1 TABEI TABEI E NTER. ROXII	RS LA LA2 IOR 40	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
V RR IIII AABCTCEEVWIIIII	_B_SB_A_BB_A_BB_A_BB_A_BB_A_BB_A_BB_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A_A	ALF BET LFA ETA LFAA ETA ULCEI LCCU DEI TA ERE CCI TA FA TA	A RE RE RE RE C RE C RE C RE C RE C RE C	F F FIM FIM FIM 4 INAI TABEI TABEI TABEI ROXII	RS LA LA2 IOR MO	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D		
V RR IIII AABCTCEEVWWIIIII	_ B _ B _ B _ B _ B _ B _ B _ B _ B _ B	ALF BET LFA ETA ULCCI TA_I EERE ULCCI TA_I TA_E FA FA TA_	RE RE RE RE RE RE RE RE RE RE RE RE RE R	F FIM FIM FIM FIM F TABEI E NTER: ROXII	RS LA LA2 IOR 40	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D		
V RR IIII AABCTCEEVWWIIIII	_BABBABBABBABBABABABABABABABABABABABBBABBBABBB	ALFA ALFT LFAALFTA LFAALFTA ULCCI TA_I EEREI TA_ TA_ TA_	RE RE RE RE RE RE RE RS RO RS RO RO RO CO CA	F FIM FIM FIM FIM F 4 INAI TABEJ E NTER: ROXIII	RS LA LA2 IOR 40	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D		
V	_B_SB_SB_B_B_BEBE	ALET ALET LETAA LETAA LETAA LETAA LETAA UULCI TAA LETAA LCCI TAA LAA TAA LAA TAA LAA	RE RE RE RE 102 RA 102 RA 102 C C C C C C C C C C C C C C C C C C C	 F F_ F_IM F_IM F 4 INA_1 TABEI TABEI E NTER: ROXII NTER: ROXII	RS LA LA2 IOR MO IOR MO	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1
V R; R; I I I I I I I I I I I I I	_ B S A B A B B A B B B B B B B B B B B B B B	ALF ALF BET LFTAA ULCCU TA UULCA I UULCA I TA FA FA TA TA FA	REE REA REA REA REA RA 102 RS ROT CO CO CO CO CO CO CO CO CO CO CO CO CO	 F FIM FIM FIM F F 4 INA TABET TABET ROXII NTER. ROXII EREN(RS LA LA2 IOR MO LOR MO CIA	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1
V R; R; I I I I I I I I I I I I I	B S AB GGNNACONDL ALEEBELE	ALFA ALFT LETAA LETAA LETAA LETAA LETAA LETAA LETAA LETAA LETAA LAA LETAA LAA LAA LETAA LAA LAA LAA LAA LAA LAA LAA LAA LAA	RE RE RE RE RE RE RE RE	 F FIM FIM FIM F 4 INAI TABEJ TABEJ E NTER: ROXII NTER: ROXII ERENN	RS LA LA2 IOR MO CIA CIA	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	111
V R: R: I I I I I I I I I I I I I I I I I I I	B S ABA B GGNNAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAAA	ABET ABET LETAA UUDEA LETAA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LCCI TA LC	REF	F FIM FIM FIM FIM F 4 INAI TABEJ E NTER. ROXII EREN(EREN(EREN(RS LA LA2 IOR MO CIA CIA CIA	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1111
V R: R: I I I I I I I I I I I I I I I I I I I	B SS ABA B GGNNANDDL LALBEBELEL	ALET ALET LETAA UULCI TA_I TA_EERCI ALCOI TAA_I TAA_I TAA_I TAA_I TAA_I	RE RE RE RE 102 RE RA 102 C C C C C C C C C C C C C C C C C C C	F FIM FIM FIM FIM F 4 INAI TABEI TABEI E ROXII ROXII EREN(EREN(EREN(EREN(RS LA LA2 IOR MO CIA CIA CIA CIA	DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1
V R: R: I I I I I I I I I I I I I I I I I	B SS ABA B GGNNANANDI SS ABA BABA	ALET ABET LETAFA ULCII NTAREREI ULCII NTAREREI TFA LOCI NTAREREI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LOCI TA LO	RE RE RE RE RE RE RE RE	F FIM FIM FIM FIM F INAI INAI TABEI E ROXII NTER: ROXII NTER: ROXII EREN(EREN(EREN(RS LA LA2 IOR MO CIA CIA CIA CIA CIA	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	11111
I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I	B SS ABA B GGNNNAN AND CRIMINAL SEE SALES	ABET AAABET LETAA UUDEA SI EERCI ALETAA UUDEA SI EERCI ALETAA ULCII SI EERCI AA SI EERCI A	RE RE RE RE RE RE RE RE	F FIM FIM FIM FIM F 4 INAI TABEJ E NTER: ROXII ROXII EREN(EREN(EREN(EREN(RS LA LA2 IOR MO CIA CIA CIA CIA CIA	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1
R: I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I	B SS ABAB GGNNAORONDI LLABBBABCC	ALETAA BET LETAA LETAA UUDEA_I NTAEERCI DULCII TAA_I TAA_I TAA_I TAA_I TAA_I	REF	F FIM FIM FIM F 4 INAI TABEJ TABEJ E NTER. ROXII EREN(EREN(EREN(RS LA LA2 IOR MO CIA CIA CIA CIA	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	111111111111
I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I	_ SS_ ABA B GGNNAANDD F LAALBEEELECCT	ALFA ABET LFAA LFAA UULCI UULCI TAA ERRCI CO TAA TAA TAA TAA TAA AN	_ RE _ RE _ RE _ RE _ RE _ RE _ RE _ RE	F FM FIM FIM F INA TABEI TABEI TABEI TABEI TABEI TABEI TABEI TABEI TABEI EREN(EREN(RS LA LA2 IOR MO CIA CIA CIA CIA_	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I	SA	ALETAA BET AAAELLETAA UULCII_UDTASI TAAELETAA UULCII_SI TAAELTAA TAAELTAA TAAELTAA TAAELTAA TAAELTAA AAN	RE RE RE RE RE RE RE RE	F FIM FIM FIM FIM F INAI TABEI TABEI E ROXII NTER: ROXII EREN(EREN(EREN(RS LA LA2 IOR MO CIA CIA CIA CIA	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I I	_B SAB_SSAB_BSBE	ALETAA BET LETAA UUDEALITAA UUDEALITAA LCCII TAAL TAAL TAAL TAAL TAAL TAAL TAAL TA	_ RE _ RE _ RE _ RE _ RE _ RE _ RE _ RE	F FIM FIM FIM FIM F 4 INAI TABEJ TABEJ E NTER: ROXIII EREN(EREN(EREN(EREN(RS LA LA2 IOR MO CIA CIA CIA CIA	DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS DS D	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	111111111111111111111111111111111111111

We	DS	1
Wsl	DS	1
TORQUEn	DS	1
TORQUEn 1	DS	1
En 1	DS	1
COS TETAN	DS	1
SEN TETAN	DS	1
Idr	DS	1
Iqr	DS	1
te teste	DS	1
tempo_teste	DS	1
Wr_teste	DS	1
Wr_testel	DS	1
tempo_teste1	DS	1
Fr_alfa	DS	1
Fr_beta	DS	1
Fr_alfa_1	DS	1
Fr_beta_1	DS	1
Femr_alfa	DS	1
Femr_beta	DS	1
Femr_alfa_s	DS	1
Femr_beta_s	DS	1
Fr_s_1	DS	1
Fr_s	DS	1
Te_s	DS	1
Fr_alfa_s	DS	1
Fr_beta_s	DS	1
Fr_alfa_s_1	DS	1
Fr_beta_s_1	DS	1
SV_CONTA	DS	1
SV_POINTER	DS	1
SV_TEMPO0	DS	1
SV_TEMPO1	DS	1
SV_TEMPO2	DS	1
SV_ANGULO	DS	1
SV_SETOR	DS	1
Fuzzy_table	DS	1
ERRO_ALFA	DS	1
ERRO_BETA	DS	1
ERRO_ALFA_FLU	DS	1
ERRO_BETA_FLU	DS	1
ERRO_ALFA_INT	DS	1
CDUDO NED Y	DS	1
GRUPO_ALFA_X	DS	1
GRUPO_ALFA_I	DS	1
GRUPO_BETA_X	DS	1
VALOD ALEA Y	DS	1
VALOR_ALFA_A	DG	1
VALOR_ALFA_I	DG	1
VALOR_BEIA_A	DG	1
SENO COSENO	DS	1
SUNTABELA	20	⊥ 1
MOD V REFERENCIA	20	⊥ 1
VALFA REFERENCIA N	DS	1
VRETA REFERENCIA N	DS	1
EAn 1	DS	1
EBn 1	DS	1
	20	Ŧ

; _____; | ; | Constantes ; | _____

ORG Y:\$0

I AY	DS	1
I BY	DS	1
V_ABY	DS	1

V BCY	DS	3 1	
POT 5Y	DS	5 1	
POT 6Y	DS	5 1	
INI_CANAL1	DC	%00000101	;#\$05
INI CANAL2	DC	%00001101	;#\$0D
INI CANAL3	DC	%00010101	;#\$15
INI CANAL4	DC	%00011101	;#\$1D
INI CANAL5	DC	%00100101	;#\$25
INI CANAL6	DC	%00101101	;#\$2D
INI CANAL7	DC	%00110101	;#\$35
INI CANAL8	DC	%00111101	;#\$3D

ORG Y:\$10

TABELA

DC DC DC DC DC DC DC DC DC DC DC DC DC D	\$29 \$25 \$19 \$15 \$25 \$16 \$15 \$16 \$15 \$16 \$15 \$15 \$15 \$15 \$15 \$15 \$15 \$15 \$15 \$15	;%101001 ;%100101 ;%01001 ;%100101 ;%100100 ;%0101001 ;%0101001 ;%010101 ;%011001 ;%0101001 ;%1001100 ;%011010001001 ;%01011000100010000000000	;110 ;100 ;010 ;000 ;100 ;101 ;000 ;011 ;000 ;011 ;011 ;001	29 VETOR 25 VETOR 19 VETOR 25 VETOR 26 VETOR 15 VETOR 16 VETOR 19 VETOR 19 VETOR 14 VETOR 15 VETOR 26 VETOR 14 VETOR 16 VETOR	6420450160230531
PEQUE_POS PEQUE_NEG GRAND_POS GRAND_NEG	DC DC DC DC	+0.1 -0.1 +0.2 -0.2			
TABELA_X DC 1 DC 3 DC 3	DC 1				
TABELA_Y DC 2 DC 2 DC 4	DC 0				
;;		i			
; ;	Stac	k 			
ORG 1	L:\$18	0			
PILHA	DS	128			
;					

```
;|
```

NOLIST

FATOR	equ	1 ;	4000		
POINTS	equ	360	;360	pontos	
IDATA	equ	\$200			
ppi	equ	3.14	159265	4	
freq2	equ	0.99	9999*pj	pi/180.0	
	org	x:ID2	ATA		
count	set	0			
	dup	POIN	rs		
intel	set @	cos (@ct	f (cour	nt)*freq2)	
inte2	set (intel*E	ATOR)		
	dc int	e2 ;	ecvi(inte2)	
count	set	coun	t+1		
	endm				
	org	y:ID2	ATA		
count	set	0			
	dup	POIN	rs		
intel	set 0	sin(@cv	rf (cour	nt)*freq2)	
inte2	set (intel*E	TATOR)		
	dc int	e2 ;	ecvi(inte2)	
count	set	coun	t+1		
	endm				
;*******	*****	* * * * * * *	*****	******	*
LIST					

; ; ;

Tabela	Ċ

· ·	
;	Tabela de Vetores
;	do modulador de vetores
;	Espaciais
; _	

ORG Y:\$100					
;*******	* * * * *	***Sa,-Sa,	Sb,-Sb,	sc,	-Sc*******
SETOR I					
DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR 0
DC	\$25	;%100101	;100	25	VETOR 4
DC	\$29	;%101001	;110	29	VETOR 6
DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
DC	\$29	;%101001	;110	29	VETOR 6
DC	\$25	;%100101	;100	25	VETOR 4
DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR 0
					—
SETOR II					
DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
DC	\$29	;%101001	;110	29	VETOR 6
DC	\$19	;%011001	;010	19	VETOR 2
DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR 0
DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR 0
DC	\$19	;%011001	;010	19	VETOR 2
DC	\$29	;%101001	;110	29	VETOR 6
DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
SETOR III					—
DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR 0
DC	\$19	;%011001	;010	19	VETOR 2
DC	\$1A	;%011010	;011	1A	VETOR 3
DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
DC	\$1A	;%011010	;011	1A	VETOR 3
DC	\$19	;%011001	;010	19	VETOR 2
DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR 0
SETOR IV					—
DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
DC	\$1A	;%011010	;011	1A	VETOR 3
DC	\$16	;%010110	;001	16	VETOR 1
DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR 0

I I I SETTOR		\$15 \$16 \$1A \$2A	;%010101 ;%010110 ;%011010 ;%101010	;000 ;001 ;011 ;111	15 16 1A 2A	VETOR_0 VETOR_1 VETOR_3 VETOR_7
	C	\$15	·%010101	:000	15	VETOR 0
Ē	DC	\$16	;%010110	;001	16	VETOR 1
Γ	DC	\$26	;%100110	;101	26	VETOR 5
Γ	DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
Γ	DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
Γ	DC	\$26	;%100110	;101	26	VETOR 5
Γ	DC	\$16	;%010110	;001	16	VETOR 1
Γ	DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR_0
SETOR VI						
Ī	DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR 7
Γ	DC	\$26	;%100110	;101	26	VETOR 5
Γ	DC	\$25	;%100101	;100	25	VETOR_4
Γ	DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR_0
Γ	DC	\$15	;%010101	;000	15	VETOR_0
Γ	DC	\$25	;%100101	;100	25	VETOR_4
Γ	DC	\$26	;%100110	;101	26	VETOR_5
Γ	DC	\$2A	;%101010	;111	2A	VETOR_7

end

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Jacobina C. B., Lima A. M. N., Silva E. R. C. da, Alves R. N. C. e Seixas P. F., Digital Scalar Pulse-Width Modulation: A Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 3, pp. 351-359, May. 2001
- [2] Schonung, A. e Stemmler, H., "Static Frequency Changers with "Subharmonic" Control in Conjuntion with Reversible Variable-Speed A. C. Drives", The Brown Boveri Review, pp. 555-577, Aug./Sept., 1964.
- [3] Plunkett, A. B., "A Current-Controlled PWM Transistor Inverter Drive", Conf. Rec. IEEE/IAS Annual Meeting, Cleveland, Ohio, pp. 785-792, Sept. 30-Oct. 4, 1979.
- [4] Pfaff G., Weschta A. and Wick A., "Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive", Conf. Rec. IEEE/IAS Annual Meeting, San Francisco, California, pp. 692–697, Oct. 4-8, 1982.
- [5] Holtz J. e Stadtfeld S., "A Predictive Controler for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source", IPEC Tokyo, pp. 1665-1675, 1983.
- [6] Rowan T. M. e Kerkman R. J., "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, N^o 4, July/August 1986, pp. 296–301
- [7] Nabae A., Ogasawara S., and Akagi H., "A Novel Control Scheme for Current Controlled PWM Inverters", IEEE Transactions on Industry Aplications, pp.697-701, Jul./Aug. 1986.

- [8] Lorenz R. e Lawson D., "Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, no. 4, Jul./Aug. 1987.
- [9] Sul S. K.; Kwon B. H.; Kang J. K.; Lim, K. Y.; Park M. H., "Design of an optimal discrete current regulator", Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1989, pp. 348 -354 vol. 1.
- [10] Le-Huy H.; Dessaint L. A., "An adaptive current control scheme for PWM synchronous motor drives: analysis and simulation, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4 Issue 4, Oct. 1989, pp. 486–495.
- [11] Malesani L. e Tenti P., "A Novel Histeresis Control Method for Current-Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency", IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 88-92, Jan./Feb. 1990.
- [12] Lorenz R. D.; Divan D. M., "Dynamic analysis and experimental evaluation of delta modulators for field-oriented AC machine current regulators", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, Issue 2, March-April 1990, pp. 296–301.
- [13] Jacobina C. B., Souza Filho E. B. de, Silva E. R. C. de, Controladores de Corrente em Acionamentos com Motor de Indução em Campo Orientado, VIII Congresso Brasileiro de Automática, Belém, Belém, 1990, pp. 991-996.
- [14] Holtz J. and Bube E., "Field Oriented Asynchronous Pulse-With Modulation for High Performance ac Machine Drives Operating at Low Shwitching Frequency", IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 574-581, May/June 1991.
- [15] Khambadkone A. e Holtz J., "Low Switching Frequency and High Dynamic Pulsewidth Modulation Based on Field-Orientation for High-Power Inverter Drive", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 627-632, 1992.
- [16] Miki I.; Nakao O.; Nishiyama S., "A new simplified current control method for field-oriented induction motor drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, Issue 6, Nov.-Dec. 1991, pp. 1081–1086.
- [17] Ben-Brahim L.; Kawamura A., "Digital current regulation of field-oriented controlled induction motor based on predictive flux observer", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, Issue 5, Sept.-Oct. 1991, pp. 956–961.

- [18] Oh D. S.; Cho K. Y.; Youn M. J., "A discretized current control technique with delayed input voltage feedback for a voltage-fed PWM inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7 Issue: 2, April 1992, pp. 364 – 373.
- [19]Oliveira A. C., Jacobina C. B., Lima A. M. N., Predictive Current Control Strategies for Electrical Machines, II Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP'93), Rio de Janeiro RJ, 1993, pp. 118-123.
- [20] Holtz J. e Beyer B., "The Trajectory Tracking Approach A New Method for Minimum Distorsion PWM in Dynamic High-Power Devices", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 4, Jul./Aug. 1994.
- [21] Le-Huy H.; Slimani K.; Viarouge P., "Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for permanent-magnet synchronous servo drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, Issue 1, Feb. 1994, pp. 110–117
- [22] Zhang L.; Hardan F, "Vector controlled VSI-fed AC drive using a predictive space vector current regulation scheme", 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, 1994, pp. 61-66 vol. 1.
- [23] Bhattacharya S., Holmes D., Divan D., "Optimizing Three Phase Current Regulators for low Inductance Loads", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1995, Vol. 3, pp.2357-2364.
- [24] Kukrer O., "Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, Issue 2, March 1996, pp. 260–269.
- [25] Riveiro R. L. A., Jacobina C. B., Silva E. R. C. da, Lima A. M. N., Controle de Corrente Utilizando Inversor de Tensão Trifásico com Modulação PWM Pseudo-aleatória, anais do XI Congresso Brasileiro de Automática (XI CBA), São Paulo SP, 1996, pp. 767-772.
- [26] Khambadkone A. e Holtz J., "Fast Current Control for Low Harmonic Distortion at Low Switching Frequency", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, Oct. 1998.
- [27] Kaufman G., Garces L., Gallagher G., "High-Performance Servo Drives for Machine-Tool Applications Using AC Motors", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, Oct. 4-7 1982, pp. 604-609.
- [28] Schauder C. D., Choo F. H., Roberts M. T., "High Performance Torque Controlled Induction Motor Drive", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, Oct. 4-7 1982, pp. 563-568.

- [29] Nordin K. B., Novotny D. W., Zinger D. S., "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Oriented Drive Systems", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, Sept. 30-Oct. 4 1984, pp. 525-531.
- [30] Schauder D. e Caddy R., "Current Control of Voltage-Source Inverters for Fast Four-Quadrant Drive Performance", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-18, pp. 163-171, Jan./Feb. 1982.
- [31] Brod D. M. e Novotny D. W., "Current Control of VSI-PWM Inverters", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, Sept. 30-Oct. 4, 1984, pp.418-425.
- [32] Harnefors L., Nee H., "Model-Based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 1, Jan./Feb. 1998.
- [33]Ohm D. e Oleksuk R., "On Practical Digital Current Regulator Design for PM Synchronous Motor Drives", IEEE-APEC Proceedings, 1998, pp. 56-63.
- [34] Zmood D., Holmes D., Bode G., "Frequency Domain Analysis of Three Phase Linear Current Regulators", IEEE-IAS Conference Record, 1999, vol. 2, pp. 818-825.
- [35] Briz F., Degner W., Lorenz R., "Dynamic Analysis of Current Regulators for AC Motors Using Complex Vectors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 6, Nov./Dec. 1999.
- [36] Harashima F., Demizu Y., Kondo S., Hashimoto H., "Application of Neural Networks to Power Converter Control", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, San Diego, CA, 1989, pp. 1086-1091.
- [37] Ito F., Furuhashi T., Okuma S. e Uchikawa Y., "A Digital Current Controller for a PWM Inverter Using a Neural Network and its Stability", IEEE-PESC Conference Record, San Antonio, Texas, 1990, pp.219-224.
- [38] Song J., Lee K., Cho K., e Won J., "An Adaptive Learning Current Controller for Field-Oriented Controlled Induction Motor by Neural Network", IEEE-IECON Conference Record, 1991, pp. 469-474.
- [39] Buhl M. e Lorenz R., "Design and Implementation of Neural Networks for Digital Current Regulation of Inverter Drives", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1991, pp. 415-421.
- [40] Min S., Lee K., Song J. e Cho K., "A Fuzzy Current Controller for Field-Oriented Controlled Induction Machine by Fuzzy Rule", IEEE-PESC Conference Record, 1992, pp. 265-270.

- [41] Kazmierkowski M., Viet P., Dzieniakowski M, "Neural Network Based Current Regulator for PWM Inverters", EPE Conference Proceedings, Brighton, 1993, pp. 186-189.
- [42] Alsina P. e Gehlot N., "Current Control of Induction Motors based on Input Voltage Output Current Model Using Neural Networks", IEEE-IECON Conference Record 1993, pp.219-223.
- [43] Seidl D., Kaiser D., Lorenz R., "One-Step Optimal Space Vector PWM Current Regulation Using a Neural Network", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1994, pp. 867-874.
- [44] Kazmierkowski M. e Sobczuk D., "Improved Neural Network Current Regulator for VSI-PWM Inverters", IEEE-IECON'94 Conference Record, vol. 2, 1994, pp. 1237-1241.
- [45] Tzou Y., "Fuzzy-Tuning Current-Vector Control of a Three-Phase PWM Inverter", IEEE-PESC Conference Record, 1995, pp. 326-331.
- [46] Lin B., e Hwang T., "Current Regulation with Inverter Drives based on Fuzzy Approach", IEEE-ISIE Proceedings, 1995, Vol. 2, pp. 815-820.
- [47] Dzieniakowski M. e Grabowski P., "Fuzzy Logic Controller with State Recognition for Three-Phase PWM-VSI", IEEE-ISIE, Warsaw, Poland, 1996, pp. 438-443.
- [48] Krause, P.C., "Analysis of Electric Machinery", McGraw Hill, 1986.
- [49] Kovacs P. K., Transient Phenomena in Electrical Machines, Elsevier, 1984.
- [50] Van Der Broeck H. W., H. Ch. Skudelny H. Ch., Stanke G. V., "Analysis and Realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors", IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 24, No 1, pp. 142-150, January/February 1988.
- [51] Krah J. O. e Holtz J., High-Performance Current Regulation for Low Inductance Servo Motors, Conf. Rec. IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 490-499,1998.
- [52] Torrico J. e Bim E., Fuzzy Logic Space Vector Current Control of Three-Phase Inverters, 31st IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'00), Galway, Irlanda, 2000
- [53] Holtz, J., The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 3, pp. 263-271, 1995
- [54] Torrico J. e Bim E., Controlador Preditivo de corrente para inversor trifásico alimentando um motor de indução baseado em modulação vetorial, XIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2000), Florianópolis, Santa Catarina, Brasil, Set. 2000.
- [55] Torrico J. e Bim E., Fuzzy Logic Current Regulator of Induction Motor Drives with Constant Switching Frequency, XIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2000), Florianópolis, Santa Catarina, Brasil, Set. 2000.

- [56] Torrico J., Lins Z, e Bim E., Criteria for Implementing Space Vector PWM Modulators Using DSP, Anais do V Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Foz de Iguaçu (COBEP'99), Paraná, Brazil, pp. 192-196 Set. 1999.
- [57] Lins Z, Torrico J. e Bim E., A New Approach of Fuzzy Direct Torque Controller for IM Drives, International Conference on Electrical Machines (ICEM2000), Espoo, Finlandia, Ago. 2000.
- [58] Torrico J. e Bim E., Modulador Vetorial PWM Controlado por Corrente para Inversor Trifásico Usando o DSP56001, XII Congresso Brasileiro de Automática (XII CBA), Uberlandia-MG, Set. 1998.
- [59] Torrico J. e Bim E., Implementação em DSP do Controle Vetorial por Orientação Direta do Fluxo de Estator da Máquina de Indução, IV Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP'97), Belo Horizonte-MG, Dec. 1997.