

CONTROLE DIRETO DE TORQUE PARA MOTORES DE INDUÇÃO – ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO

Autor: *Zanoni Dueire Lins*

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Edson Bim - Orientador – FEEC – UNICAMP

Prof. Dr. José Carlos Rodrigues de Oliveira – UFMG

Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar – USP – São Carlos

Prof. Dr. Carlos Rodrigues de Souza – FEEC – UNICAMP

Prof. Dr. Vivaldo Fernando da Costa – FEEC – UNICAMP

Prof. Dr. Marconi Kolm Madrid – FEEC – UNICAMP

Tese de Doutorado 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.

UNICAMP

BIBLIOTECA CENTRAL fevereiro/2001

SECÃO CIRCULANTE



200507002

UNIDADE	B	C
N.º CHAMADA:	UNICAMP	
	L651c	
V.	Ex.	
TOMBO BC/	44337	
PROC.	26-392/01	
C	☐	D ☒
PREÇO	R\$ 11,00	
DATA	10/08/01	
N.º CPD		

CM-00155158-0

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

L651c Lins, Zanoni Dueire
Controle direto de torque para motores de indução –
estudo e implementação / Zanoni Dueire Lins. --
Campinas, SP: [s.n.], 2001.

Orientador: Edson Bim.
Tese (doutorado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Motores elétricos de indução. 2. Acionamento
elétrico. 3. Torque. I. Bim, Edson. II. Universidade
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e
de Computação. III. Título.

*Aos meus Pais, Gilka e Zanoni(em memória),
e aos meus Irmãos, Rafael, Rílane e Genaro.*

Agradecimentos

Agradeço e serei sempre grato ...

Ao Prof. Edson Bim, pela oportunidade de realizar este trabalho, por todas as orientações, incentivos e confiança a mim atribuída.

Ao Amigo José Alberto Torrico Altuna pelo significativo apoio técnico, tempo dispensado, ajuda prestada na solução de diversos problemas, companheirismo e amizade.

Aos Amigos Lino Rosell Valdenebro, Leonardo Araújo e Jayme Reyes Hernandez pelas inúmeras ajudas técnicas que foram de grande importância na realização deste trabalho além disso, ao companheirismo, amizade e incentivos oferecidos.

Aos colegas professores do DEESP-CIG-UFPE, em especial ao Prof. Aelfo Marquês Luna, por possibilitarem o meu afastamento para a realização deste trabalho.

À Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp e, em especial ao Dept. de Sistema de Controle de Energia, pela oportunidade oferecida à realização deste trabalho.

Aos professores das matérias cursadas pela contribuição para minha formação acadêmica.

À Terezinha Farah Alves e a Suelly Farah Alves(em memória) pelo constante apoio e amizade.

Aos Amigos Valmir Machado, José Francisco, Enes Marra, Roberto Homrich, Luciana Leite, Jês de Jesus, José Eduardo Garcia, Mariza Geraldino, Fernando Marafão, Márcio Massakiti, Fábio Guttemberg, Geraldo Caixeta, Silvia Cristina, Edson Vendrusculo, Maria Isabel, Nelson Vitor, Cleide Caracas e Ricardo Machado pela agradável convivência por todo o período da realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Pernambuco-UFPE e a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior-CAPES pelo importante apoio financeiro oferecido.

Sumário

Resumo	xi
Abstract	xiii
Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xxi
Nomenclatura	xxiii
Capítulo 1 Introdução	1
Capítulo 2 Controle Direto de Torque para Motores de Indução	5
2.1 Introdução	5
2.2 Fundamentos para a Produção de uma Rápida Resposta do Torque Eletromagnético	7
2.2.1 As Variáveis de Controle do Controle Direto de Torque	8
2.2.2 Variação do Vetor Fluxo Concatenado do Estator	10
2.3 Análise da Capacidade de Variação do Torque Eletromagnético	12
2.4 Revisão Bibliográfica dos Principais Esquemas e Técnicas de DTC	22
▪ Seleção Otimizada do Vetor de Chaveamento	22
▪ Técnica de Modulação por Vetores Espaciais	24
2.5 O Controle Direto de Torque Takahashi	26
2.5.1 Resultados de Simulação	32
2.5.2 Resultados Experimentais	41
2.6 Nova Proposta de um Controlador Fuzzy para o Controle Direto de Torque	52
2.6.1 Resultados de Simulação	54

Capítulo 3	O Controle Direto de Torque Buja	57
3.1	Introdução	57
3.2	Estrutura do DTC-Buja	58
3.3	Descrição Funcional do DTC-Buja	60
3.4	Resultados de Simulação	67
3.5	Resultados Experimentais	72
Capítulo 4	Maximização da Eficiência do M.I. para o DTC Buja	81
4.1	Introdução	81
4.2	Elaboração do Controlador Baseado no Modelo de Perdas	83
4.2.1	Minimização das Perdas Elétricas Controláveis no Motor de Indução	85
4.2.1.1	Determinação da Resistência Equivalente do Circuito de Magnetização	91
4.2.1.2	Procedimento para a Determinação dos Coeficientes C e D	95
4.3	Controlador de Maximização da Eficiência e a sua Interligação com o DTC-Buja	98
4.3.1	Avaliação do Aumento da Eficiência com a Utilização do CME	100
4.4	Controlador Fuzzy de Maximização da Eficiência e a sua Interligação com o DTC-Buja	106
4.4.1	Avaliação do Aumento da Eficiência com a Utilização do CFME	109
Capítulo 5	Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros	111
5.1	Conclusões	111
5.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	114

Apêndice A	Dados do Motor de Indução	115
A.1	Dados do Fabricante do Motor de Indução Utilizado	115
A.2	Ensaio no Motor de Indução	115
Apêndice B	Técnica de Modulação por Vetores Espaciais	117
B.1	Introdução	117
B.2	Fundamentos do Modulador PWM de Vetores Espaciais	118
B.3	Geração de vetores de chaveamento	119
B.4	Sub-rotina para determinação direta dos tempos e do setor _{SVM}	121
Apêndice C	Descrição da Montagem Experimental	123
C.1	Introdução	123
C.2	Descrição Geral do Sistema Implementado	124
C.3	Detalhes dos Programas Elaborados	129
Apêndice D	Programa DTC Takahashi	135
Apêndice E	Programa DTC Buja	153
	Referências Bibliográficas	173

Resumo

O controle direto de torque é uma das mais recentes técnicas desenvolvidas para acionamentos de motores de indução e uma de suas principais vantagens é a rapidez de resposta às solicitações exigidas do torque eletromagnético o qual permite o preciso controle da velocidade. Esta técnica de controle tem como base a análise direta dos erros de torque eletromagnético e fluxo de estator na operação do motor de indução.

Os esquemas de acionamento de controle direto de torque propostos por I. Takahashi e G. Buja são implementados e testes experimentais são realizados. Na montagem experimental foi utilizado o processador digital de sinais DSP96002 da Motorola que processa os sinais de tensão, corrente e velocidade adquiridos por sensores e executa o algoritmo do controle da velocidade ou do torque eletromagnético.

Uma nova proposta de acionamento de controle direto de torque que utiliza um controlador fuzzy é apresentada e os seus resultados de simulação mostram o potencial deste controlador para o controle do torque eletromagnético.

Visando a minimização das perdas elétricas controláveis em um motor de indução, as mesmas foram estudadas e dois controladores, que estabelecem o fluxo ótimo que minimiza essas perdas, são elaborados. Resultados de simulação indicam as vantagens da utilização de cada um desses controladores, associado ao esquema de acionamento de controle direto de torque proposto por G. Buja, no aumento da eficiência de motores de indução.

Abstract

Direct torque control is one of the most recent techniques developed for driving induction motors and one of its main advantages is the fast response to electromagnetic torque demanded, allowing the accurate control of motor speed. This control technique is based on the direct analysis of the electromagnetic torque and stator flux errors during the operation of induction motor.

The driving schemes of the direct torque control proposed by I. Takahashi and G. Buja are implemented and experimental tests are performed. The practical implementation made use of a digital signal processor DSP96002 from Motorola which processes the voltage, current and speed signals acquired from sensors and runs the algorithm to control motor speed or the electromagnetic torque.

A new approach to direct torque control drive that uses fuzzy logic is presented herein. Simulation results show the potential of this strategy to control the electromagnetic torque.

Aiming at minimization, controllable electrical losses in induction motor were studied. Two controllers that establish the optimal stator flux for minimal controllable electrical losses are presented. Simulation results indicate the advantages of each one of these controllers in the induction motor increased efficiency, if any of these were used together with direct torque control drive scheme proposed by G. Buja.

Lista de Figuras

Figura	Descrição	Página
Figura 2.1	Vetores dos fluxos de estator e de rotor no plano $\alpha\beta$	7
Figura 2.2	Vetores da corrente e do fluxo de estator e do rotor no plano $\alpha\beta$	9
Figura 2.3	Vetores de tensão com as suas respectivas variações no vetor de fluxo de estator	11
Figura 2.4	Representação gráfica da contribuição ΔT_{k2}	16
Figura 2.5	ΔT_k para $\omega_m=0$ rad.elet/s , $T(k) = 0$ Nm e $\lambda_{sn}^*=0.778$ Wb	20
Figura 2.6	ΔT_k para $\omega_m=0$ rad.elet/s , $T(k) = 12.14$ Nm (Torque nominal) e $\lambda_{sn}^*=0.778$ Wb	20
Figura 2.7	ΔT_k para $\omega_m = 50\%$ ω_m (nominal), $T(k) = 0$ Nm e $\lambda_{sn}^*=0.778$ Wb	21
Figura 2.8	ΔT_k para $\omega_m = 50\%$ ω_m (nominal), $T(k) = 12.14$ Nm (Torque nominal) e $\lambda_{sn}^*=0.778$ Wb	21
Figura 2.9	Esquemático do acionamento DTC-Takahashi	26
Figura 2.10	(a) Vetores de tensão disponíveis do inversor (b) Setores para a localização do vetor do fluxo de estator	27 27
Figura 2.11	Fluxograma para a determinação direta do setor	28
Figura 2.12	Lugar geométrico do vetor espacial do fluxo concatenado do estator com as suas respectivas variações ($\Delta \vec{\lambda}_s$)	30
Figura 2.13	Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi) (a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T (b) Velocidade Mecânica ω_m	36
Figura 2.14	Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi) (a) Módulo do Fluxo de Estator λ_s (b) Tensão de Linha	36

Figura 2.15	Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi)	37
	(a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	
	(b) Velocidade Mecânica ω_m	
Figura 2.16	Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi-Modificado)	37
	(a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	
	(b) Velocidade Mecânica ω_m	
Figura 2.17	Teste de Resposta a Velocidade de Referência (DTC-Takahashi)	38
	(a) Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*	
	(b) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	
Figura 2.18	Teste de Resposta a Velocidade de Referência (DTC-Takahashi)	38
	(a) Corrente de Estator i_{sa}	
	(b) Fluxos $\alpha\beta$ de Estator $\lambda_{s\alpha}$ e $\lambda_{s\beta}$	
Figura 2.19	Variação do Torque de Carga (DTC-Takahashi)	39
	(a) Torques: Carga T_c , Eletromagnético T e de Referência T^*	
	(b) Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*	
Figura 2.20	Comportamento do Torque Eletromagnético no Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi)	39
	(a) Para diferentes larguras da Banda de Histerese de Torque	
	(b) Para diferentes larguras da Banda de Histerese de Fluxo	
Figura 2.21	Correntes de Estator i_{sa} [A]	40
	(Torque de Carga=6 Nm e Velocidade de Referência=900 rpm)	
	(a) $\Delta T_e / T_c = 0$ e $\Delta \phi_s / \lambda_s^* = 0$ (d) $\Delta T_e / T_c = 0$ e $\Delta \phi_s / \lambda_s^* = 0.03$	
	(b) $\Delta T_e / T_c = 0.1$ e $\Delta \phi_s / \lambda_s^* = 0$ (e) $\Delta T_e / T_c = 0$ e $\Delta \phi_s / \lambda_s^* = 0.07$	
	(c) $\Delta T_e / T_c = 0.2$ e $\Delta \phi_s / \lambda_s^* = 0$ (f) $\Delta T_e / T_c = 0.1$ e $\Delta \phi_s / \lambda_s^* = 0.07$	
Figura 2.22	Fatores de Distorção Harmônica (THD) para diferentes larguras das Bandas de Histerese Fluxo e de Torque (DTC-Takahashi)	40
	(Torque de Carga=6 Nm e Velocidade de Referência=900 rpm)	
Figura 2.23	Fluxo α versus Fluxo β (a,d); Fluxos α e β (b,e); Correntes de estator i_{sa} e i_{sb} (c,f)	42
	(a,b,c) - $\Delta T_e = 0$, $\Delta \phi_s = 0.0$, $\lambda_s^* = 0.389$ Wb	
	(d,e,f) - $\Delta T_e = 0$, $\Delta \phi_s / \lambda_s^* = 0.07$, $\lambda_s^* = 0.389$ Wb	
Figura 2.24	Teste de Reversão do Torque de Referência ($\Delta T_e = 0$, $\Delta \phi_s = 0.0$)	43
	▪ Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	
	▪ Velocidade Mecânica ω_m e Módulo do Fluxo de Estator $ \vec{\lambda}_s $	

Figura 2.25	Teste de Aceleração e Desaceleração ($\Delta T_e = 0, \Delta \phi_s = 0.0$)	44
	▪ Torque Eletromagnético T	
	▪ Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*	
Figura 2.26	Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi)	46
	▪ Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	
	▪ Velocidade Mecânica ω_m ($\Delta T_e = 0, \Delta \phi_s = 0.0$)	
Figura 2.27	Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takakashi Modificado)	46
	▪ Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	
	▪ Velocidade Mecânica ω_m ($\Delta T_e = 0, \Delta \phi_s = 0.0$)	
Figura 2.28	Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência	48,
	(a) Velocidade de Referência ω_m^* e Velocidade mecânica ω_m	49
	(b) Torque Eletromagnético T e Velocidade de Referência ω_m^*	
	(c) Corrente de Estator i_{sa} e Velocidade de Referência ω_m^*	
	(d) Fluxos de Estator α e β e Velocidade de Referência ω_m^*	
Figura 2.29	Teste de Regulação da Velocidade com a Variação do Torque de Carga	51
	(a) Velocidade mecânica ω_m e Torque Eletromagnético T	
	(b) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	
Figura 2.30	Esquemático do acionamento DTC-NPCfuzzy	52
Figura 2.31	Partições e funções de pertinência das entradas (a) e da saída(b) do controlador fuzzy:	53
	(a) Erro de Fluxo $\varepsilon_{\lambda s}$ e Erro de Torque ε_T	
	(b) Índice de modulação - m	
Figura 2.32	Resposta do Torque eletromagnético(a,d), Correntes alfa e beta (b,e), Lugar geométrico do fluxo de estator (c,f) - Passo de simulação (controle) : $250 \times 10^{-6}s$ (a,b,c) DTC-Takahashi e (d,e,f) DTC-NPCfuzzy	55
Figura 3.1	Esquemático do acionamento DTC-Buja	58
Figura 3.2	Estrutura Interna do Controlador DTC-Buja	59
Figura 3.3	Esquema para a estimação da velocidade síncrona	62
Figura 3.4	Teste de Reversão do Torque de Referência	69
	(a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	
	(b) Velocidade Mecânica ω_m	

Figura 3.5	Teste de Reversão do Torque de Referência (a) Correntes síncronas de Estator i_{sd} e i_{sq} (b) Fluxos síncronos de Estator λ_{sd} e λ_{sq}	69
Figura 3.6	Teste de Resposta a Velocidade de Referência (a) Velocidade Mecânica ω_m de Referência ω_m^* (b) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	70
Figura 3.7	Teste de Resposta a Velocidade de Referência (c) Corrente de Estator da fase A i_{sa} (d) Fluxos de estator alfa e beta $\lambda_{s\alpha}$ e $\lambda_{s\beta}$	70
Figura 3.8	Variação do Torque de Carga (a) Torques: Carga T_c , Eletromagnético T e de Referência T^* (b) Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*	71
Figura 3.9	(a) Resposta do Torque Eletromagnético T para diferentes passos de Simulação (b) Velocidades Síncronas para diferentes constantes K_I	71 71
Figura 3.10	Teste de Reversão do Torque de Referência (a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T ; Velocidade Mecânica ω_m (b) Correntes síncronas i_{sd} e i_{sq} e Fluxos síncronos λ_{sd} e λ_{sq}	73
Figura 3.11	Teste de Aceleração e Desaceleração ▪ Torque Eletromagnético T ▪ Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*	74
Figura 3.12	Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência (a) Velocidade de Referência ω_m^* e Velocidade mecânica ω_m (b) Torque Eletromagnético T e Velocidade de Referência ω_m^* (c) Corrente de Estator i_{sa} e Velocidade de Referência ω_m^* (d) Fluxos de Estator α e β e Velocidade de Referência ω_m^*	76, 77
Figura 3.13	Teste de Regulação da Velocidade com a Variação do Torque de Carga (a) Velocidade mecânica ω_m e Torque Eletromagnético T (b) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T	79
Figura 4.1	Circuito equivalente por fase do motor de indução (Resistência equivalente das perdas no núcleo em série)	85

Figura 4.2	Diagrama fasorial das correntes	86
Figura 4.3	Lugar geométrico da impedância Z_s	87
Figura 4.4	Lugar geométrico das correntes de estator do circuito equivalente do motor de indução	87
Figura 4.5	Circuito equivalente por fase do motor de indução (Resistência equivalente das perdas no núcleo em paralelo)	92
Figura 4.6	Equivalência entre o circuito série e paralelo	93
Figura 4.7	Formato da curva da resistência R_m	95
Figura 4.8	Circuito equivalente do motor de indução considerando $s=0$	96
Figura 4.9	Curvas experimental e ajustada da resistência de magnetização R_m	97
Figura 4.10	Diagrama de blocos do CME	98
Figura 4.11	Diagrama de blocos da interligação do CME com o DTC Buja	99
Figura 4.12	Eficiência percentual em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga ($\lambda_{sn}^* = 0.778$ Wb)	103
Figura 4.13	Eficiência percentual em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de fluxo de referência de Estator ($T_c = 1.2$ Nm)	103
Figura 4.14	Eficiência percentual em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga na condição de fluxo ótimo determinado pelo CME	104
Figura 4.15	Ganho percentual em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga com a utilização do fluxo ótimo (CME)	104
Figura 4.16	Valores de Fluxo Ótimo determinados pelo CME em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga	105
Figura 4.17	Potência Economizada com a utilização do CME em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga	105

Figura 4.18	Interligação do CFME com o DTC-Buja	106
Figura 4.19	Partições e funções de pertinência das entradas do CFME: (a) Velocidade mecânica do motor (b) Torque de Referência	107
Figura 4.20	Partições e funções de pertinência da saída do CFME (λ_{sof})	107
Figura 4.21	Potência Economizada com a utilização do CFME em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga	110
Figura 4.22	Diferença entre os ganhos percentuais na Eficiência em função da velocidade mecânica para diferentes valores de Torque de Carga com a utilização do CFME e com a utilização do CME ($((g\%(CFME) - g\%(CME)))$)	110
Figura B.1	(a) Vetores de tensão do inversor e distribuição dos Setores _{SVM} (b) Vetores de chaveamento para o primeiro setor _{SVM} de 60°	118 118
Figura B.2	Diagrama de tempos da sequência de interrupções para o setor _{SVM} I	119
Figura B.3	Rotina de geração dos vetores de chaveamento	120
Figura B.4	Determinação do valor da máxima tensão sem que ocorra sobre modulação	121
Figura B.5	Fluxograma completo da rotina para a determinação direta dos tempos normalizados de chaveamento e do setor _{SVM}	122
Figura C.1	Diagrama geral do sistema implementado	124
Figura C.2	Circuito de aquisição e acondicionamento de corrente	125
Figura C.3	Circuito de aquisição e acondicionamento da tensão	126
Figura C.4	Processamento de sinal pelos conversores A/D e D/A	127
Figura C.5	Circuito aquisição e acondicionamento dos sinais do <i>Encoder</i>	128
Figura C.6	Mapa de memória estabelecida do sistema do DSP96002ADM	128
Figura C.7	Diagrama de blocos do modelo discreto do regulador PI	134

Lista de Tabelas

Tabela	Descrição	Página
Tabela 2.5-I	Determinação da Variável Auxiliar K	30
Tabela 2.5-II	Determinação do Estado do Chaveamento do Inversor	30
Tabela 2.6-I	Regras do Controlador Fuzzy.	53
Tabela 4.4-I	Regras do CFME	108
Tabela A.1-I	Dados de Placa do Motor de Indução Utilizado	115
Tabela B.3-I	Seqüência dos Vetores de Tensão	120
Tabela C.3-I	Interrupções e Tarefas Associadas (DTC-Takahashi)	129
Tabela C.3-II	Interrupções e Tarefas Associadas (DTC-Buja)	130

Nomenclatura

$T, T_o, \Delta T$	Torque eletromagnético, torque eletromagnético médio, e variação do torque eletromagnético, respectivamente.
T^*, T_c	Torque de referência e torque de carga, respectivamente.
L_s, L_r, L'_s	Indutância própria do estator, indutância própria do rotor e, Indutância transiente de estator, respectivamente.
$L_m (L_i)$	Indutância de magnetização trifásica do circuito equivalente com o ramo de magnetização em paralelo (série).
$X_m (X_i)$	Reatância de magnetização trifásica do circuito equivalente com o ramo de magnetização em paralelo (série).
σ	Constante de dispersão resultante.
R_s	Resistência do enrolamento de uma fase de estator.
R_r	Resistência de uma fase do rotor (enrolamento equivalente) referida ao estator.
$R_m, (R_i)$	Resistência relativa às perdas no núcleo devido a uma única fase com o circuito de magnetização em paralelo (série).
$\tau_s (\tau_r)$	Constante de tempo do estator (rotor).
$\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$ ou $\bar{\lambda}_s$	Vetor espacial do fluxo concatenado do estator no sistema estacionário $\alpha\beta$.
$\Delta\bar{\lambda}_s$	Variação do vetor espacial do fluxo concatenado do estator.
$\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}$ ou $\bar{\lambda}_r$	Vetor espacial do fluxo concatenado do rotor no sistema estacionário $\alpha\beta$.
$\bar{\lambda}_{sdq} (\bar{\lambda}_{rdq})$	Vetor espacial do fluxo concatenado do estator (rotor) no sistema síncrono dq.
$\lambda_{sd} (\lambda_{sq})$	Componente síncrono d (q) do fluxo concatenado do estator.
$\lambda_{rd} (\lambda_{rq})$	Componente síncrono d (q) do fluxo concatenado do rotor.
$\lambda_s, \lambda_s^* (\lambda_{sn}^*)$	Amplitude do fluxo de estator e amplitude do fluxo de referência (nominal) de estator (em valores de pico), respectivamente.
λ_m	Fluxo de magnetização ou de entreferro (valor de pico).
λ_{so}	Fluxo de referência de estator “ótimo” que minimiza as perdas elétricas do M.I.
$\bar{i}_{s\alpha\beta}$	Vetor espacial da corrente do estator no sistema estacionário $\alpha\beta$.
$\bar{i}_{sdq}$	Vetor espacial da corrente de estator no sistema síncrono dq.
$i_{s\alpha} (i_{s\beta})$	Componente α (β) da corrente de estator (em valores de pico).

Capítulo 1

Introdução

A evolução da tecnologia dos acionamentos em corrente alternada com o intuito de obter rápida resposta do torque eletromagnético e precisão de velocidade nos motores de indução em gaiola, devido às suas características de robustez e baixos custos, conduziu ao aparecimento da técnica de controle direto de torque. Esta técnica, inicialmente, não utilizava diretamente o controle vetorial por orientação de fluxo e por este motivo, a mesma era considerada como um controle escalar.

Diversos esquemas de acionamento de motores de indução baseados na técnica de controle direto de torque foram propostos e, em muitos desses esquemas associou-se a técnica de orientação de fluxo de estator ou rotor. Desta forma, o controle direto de torque deixou de ser considerado na essência como um controle escalar, porém em todos os controles elaborados as variáveis de entrada são as mesmas: os erros do torque eletromagnético e do fluxo de estator.

A principal vantagem dos acionamentos que utilizam a técnica de controle direto de torque está na rapidez de resposta às solicitações exigidas do torque eletromagnético associada com as reduzidas oscilações do fluxo de estator, mesmo durante transitórios do torque de referência. Além disso, a escolha otimizada dos chaveamentos com a utilização desta técnica representa redução na frequência de chaveamento do inversor e, por conseguinte, redução de perdas.

O presente trabalho teve como principais motivações:

- 1) O entendimento físico para justificar a rápida resposta do torque eletromagnético com a utilização de esquemas de controle direto de torque juntamente com as possíveis limitações nas suas variações.

- 2) O estudo do primeiro esquema de acionamento de controle direto de torque proposto por I. Takahashi para em seguida, através de simulação digital e de testes experimentais, estudar a sua operação.
- 3) A formulação teórica do esquema de acionamento de controle direto de torque proposto em recente artigo por G. Buja, o qual apresenta excelentes resultados de simulação. Para em seguida, através de simulação digital e de testes experimentais, estudar a sua operação e compará-lo com o acionamento proposto por I. Takahashi.
- 4) O completo equacionamento das perdas elétricas controláveis de um motor de indução para em seguida, buscar a minimização dessas perdas através do estabelecimento de valor ótimo de fluxo de referência de estator em esquema de acionamento de controle direto de torque.

A estrutura geral deste trabalho é descrita nos parágrafos seguintes:

No Capítulo 2 são apresentados: 1) a fundamentação teórica do controle direto de torque; 2) a análise da capacidade de variação do torque eletromagnético em um motor de indução; 3) a revisão bibliográfica dos principais esquemas e técnicas de controle direto de torque; 4) o estudo detalhado do esquema de acionamento proposto por I. Takahashi juntamente com resultados comentados de simulação e experimentais; 5) uma nova proposta de um controlador fuzzy para o controle direto de torque.

No Capítulo 3 é apresentado o esquema de acionamento de controle direto de torque proposto por G. Buja. Inicialmente, a fundamentação teórica e a descrição detalhada da estrutura do controlador são feitas e em seguida, resultados de simulação e experimentais são obtidos e analisados os quais demonstram a potencialidade deste esquema de acionamento para o controle do torque eletromagnético.

No Capítulo 4 é apresentado o completo equacionamento das perdas elétricas controláveis de um motor de indução e em seguida, busca-se a minimização dessas perdas através do estabelecimento de valor ótimo de fluxo de referência de estator em esquema de acionamento de controle direto de torque. Ou seja, um controlador de maximização da eficiência de um motor de indução baseado na minimização das perdas elétricas controláveis é elaborado, e resultados de simulação que indicam os benefícios da sua utilização são apresentados. Em seguida, é proposto

um controlador fuzzy para a maximização da eficiência baseado nos valores de fluxo de estator ótimos obtidos através de simulação e as vantagens do seu uso associado ao controle direto de torque são mostradas.

As conclusões e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 5.

As informações dos dados do motor e do inversor utilizados na montagem experimental estão presentes no Apêndice A.

No Apêndice B é apresentada a técnica de modulação por vetores espaciais a qual é utilizada no controle direto de torque proposto por G. Buja. Também neste apêndice são mostrados detalhes para a elaboração da rotina que gera os vetores de chaveamento baseados nesta técnica.

A descrição da montagem experimental na qual utiliza um processador digital de sinais na implementação dos acionamentos de controle direto de torque é apresentada no Apêndice C. Também neste apêndice são apresentadas as estruturas, temporizações e alguns detalhes dos programas elaborados.

Nos Apêndices D e E são apresentados a listagem completa e comentada dos programas de controle direto de torque elaborados em linguagem *assembly* para o processador digital de sinais utilizado.

Capítulo 2

Controle Direto de Torque para Motores de Indução

2.1 Introdução

Acionamentos de motores de indução com alto desempenho dinâmico de torque eletromagnético tem sido usados há mais de vinte anos. Baseado nos trabalhos pioneiros de Blascke [1], Hasse [2] e Leonhard [3], acionamentos com a técnica de controle vetorial por orientação de fluxo vêm sendo cada vez mais utilizados no setor industrial. Os acionamentos utilizando o Controle Direto de Torque (“Direct Torque Control”-DTC) foram inicialmente estudados e implementados há cerca de quatorze anos por Takahashi e Noguchi [4] com o propósito de ser uma alternativa às técnicas de controle vetorial até então existentes.

Em vez do uso da corrente que é empregada no controle de fluxo orientado [5,6], a estratégia do DTC é caracterizada pelo controle direto do vetor fluxo de estator e do torque eletromagnético. Diversas novas técnicas para o Controle Direto do Torque foram estudadas, desenvolvidas e implementadas desde o primeiro acionamento DTC implementado por Takahashi. Muitos destes esquemas e técnicas - os mais importantes apresentados neste capítulo - demonstraram o seu potencial na otimização das características de operação dos acionamentos de motores de indução alimentados por inversores do tipo fonte de tensão.

As vantagens do DTC são as reduzidas oscilações do fluxo de estator e do torque eletromagnético [7]. Outro aspecto relevante, é que a escolha otimizada dos chaveamentos representa redução na frequência de chaveamento do inversor e por conseguinte, em redução de perdas. As outras vantagens do controle direto do torque são o baixo esforço computacional e uma reduzida sensibilidade aos parâmetros do motor.

Este capítulo está subdividido em cinco partes:

A primeira parte apresenta os fundamentos para a produção de uma rápida resposta de torque, justificando a essência do controle direto de torque. Na sequência, as variáveis envolvidas no controle por orientação de fluxo de rotor e aquelas envolvidas no acionamento DTC são comentadas. No final desta primeira parte, é mostrado como são geradas as variações no vetor fluxo concatenado de estator, e como elas se relacionam no controle do torque eletromagnético.

A segunda parte deste capítulo contém análise da capacidade de variação do torque eletromagnético em uma máquina de indução. Apresenta as razões pelas quais os incrementos ou decrementos do torque eletromagnético definidos pelo controle nem sempre podem ser atendidos dentro do intervalo de tempo estabelecido pelo controle. Mostra a grande vantagem dos esquemas de controle direto de torque que utilizam a modulação por vetores espaciais frente aos que utilizam tabelas de chaveamento ótimo, justificando os problemas de partida e os elevados “ripples” de torque eletromagnético.

A terceira parte deste capítulo apresenta uma revisão bibliográfica com os principais esquemas e técnicas de controle direto de torque propostos. Inicialmente, são vistos aqueles esquemas baseados na seleção otimizada do vetor de chaveamento e que de certa maneira, estão relacionados com o DTC-Takahashi [4]. Na sequência, são vistos os esquemas de controle direto de torque que se utilizam da técnica de modulação por vetores espaciais [8,9].

O DTC-Takahashi é apresentado em detalhes na quarta parte deste capítulo, visto que será utilizado como referência de comparação com aqueles implementados. Resultados de simulação e experimentais obtidos para o DTC-Takahashi são apresentados e discutidos.

A quinta parte deste capítulo apresenta uma nova proposta de um controlador fuzzy para o controle direto de torque, o qual utiliza a técnica de modulação por vetores espaciais. Os critérios para o projeto desse controlador fuzzy são fornecidos e comparação com o DTC-Takahashi através de resultados de simulação são apresentados, indicando o potencial deste controlador para o controle direto de torque.

2.2 Fundamentos para a Produção de uma Rápida Resposta do Torque Eletromagnético

Em uma máquina de indução trifásica, o valor do torque eletromagnético pode ser obtido através da Equação (2.1), o qual é proporcional ao produto vetorial do vetor do fluxo do estator $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$ pelo vetor do fluxo de rotor referido ao estator $\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}$ [7].

$$T = -\frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L'_S \cdot L_r} \cdot (\bar{\lambda}_{s\alpha\beta} \times \bar{\lambda}_{r\alpha\beta}) \quad (2.1)$$

na qual, $L'_S = \sigma \cdot L_S$ e $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_r}$.

Com a ajuda da Figura (2.1), a Equação (2.1) pode ser desenvolvida, como segue:

$$T = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L'_S \cdot L_r} |\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}| \cdot |\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}| \cdot \sin(\theta_{\lambda_s} - \theta_{\lambda_r}) \quad (2.2)$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L'_S \cdot L_r} |\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}| |\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}| \cdot \sin \gamma$$

na qual, γ é o ângulo entre os vetores dos fluxos do estator e do rotor.

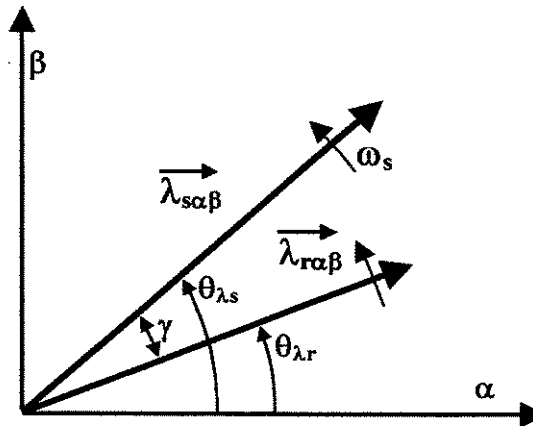


Figura 2.1 Vetores dos fluxos de estator e de rotor no plano $\alpha\beta$

A constante de tempo elétrica do rotor de um motor de indução gaiola de esquilo ($\tau_r = L_r/R_r$) é normalmente elevada quando comparada com a constante de tempo elétrica do estator ($\tau_s = L_s/R_s$): acima de 100 ms para máquinas de pequena potência e, para máquinas maiores o seu valor é ainda mais elevado [7]. Ou seja, o módulo do fluxo do rotor muda muito lentamente comparado com a mudança no módulo do fluxo do estator. Considerando constante o módulo do fluxo do estator, o módulo do fluxo do rotor é praticamente constante. Assim, se os módulos dos fluxos do estator e rotor são assumidos constantes, resulta que o torque eletromagnético (Equação (2.2)) pode ser modificado alterando o ângulo γ na direção requerida (o qual é determinada pelo torque de referência). O ângulo γ pode ser facilmente, e rapidamente, modificado pelo chaveamento apropriado do vetor de tensão do estator (produzido pela tensão apropriada da tensão do inversor) e, esta é a essência do controle direto de torque.

A Equação (2.2) é similar àquela da máquina síncrona na qual o torque eletromagnético é controlado pelo ângulo de carga entre os fluxos do rotor e do estator. Durante um curto transitório, o fluxo do rotor é praticamente inalterado e, então, rápidas mudanças no torque eletromagnético podem ser produzidas pela rotação do fluxo do estator no sentido contrário ao movimento ou pela parada do mesmo de acordo com o torque demandado.

2.2.1 As Variáveis de Controle do Controle Direto de Torque

Em contraste com o acionamento do motor de indução baseado na orientação do vetor fluxo de rotor [6], no qual os componentes dq do vetor da corrente de estator são usados como as variáveis de controle; em acionamentos baseados no controle direto de torque, os componentes do fluxo do estator são usados como as variáveis de controle. Para um melhor entendimento, faz-se uso do diagrama vetorial da Figura 2.2 que contém os vetores espaciais da corrente de estator e dos fluxos do rotor e do estator para a condição de orientação do fluxo de rotor com o eixo síncrono direto [6].

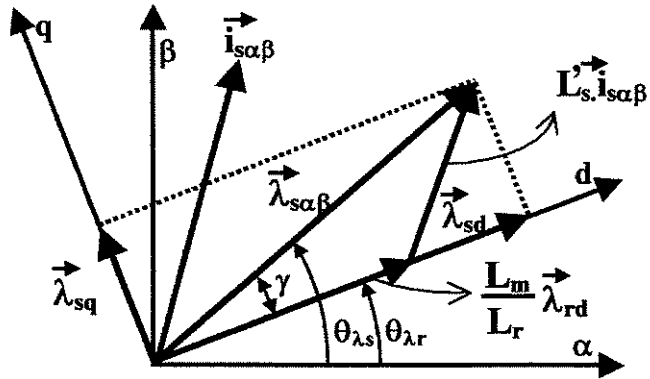


Figura 2.2 Vetores da corrente e do fluxo de estator e do rotor no plano $\alpha\beta$

Realizando a orientação do fluxo do rotor com o eixo síncrono direto e, considerando o módulo do vetor fluxo do rotor constante ($|\tilde{\lambda}_{rdq}| = \text{constante}$), a equação do torque eletromagnético é dada por [6]:

$$T = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot |\tilde{\lambda}_{rdq}| \cdot i_{sq} \quad (2.3)$$

na qual, i_{sq} é o componente da corrente de estator associado à produção do torque eletromagnético. O torque eletromagnético pode ser rapidamente modificado pela rápida mudança de i_{sq} . Assim, no controle por orientação de fluxo do rotor, a corrente de estator é a variável de controle (i_{sq} controla o torque eletromagnético e i_{sd} controla o módulo do fluxo do rotor). Observa-se que as correntes de estator para este tipo controle devem ser transformadas do sistema de referência estacionário para o sistema de referência síncrono e isto, representa um maior esforço computacional.

Considerando o controle direto de torque, tem-se que o componente $\lambda_{sq} = |\tilde{\lambda}_{sdq}| \cdot \sin \gamma$ é o componente associado à produção do torque eletromagnético, e este componente é co-linear com o componente de corrente i_{sq} . Já o componente λ_{sd} é co-linear com o fluxo de rotor ou seja, o fluxo do rotor é controlado pelo componente de eixo direto do

fluxo do estator e o torque é controlado pelo componente do fluxo de estator do eixo em quadratura. Observa-se então que o controle direto de torque equivale-se ao controle por orientação do fluxo do rotor com o eixo direto. Porém, em contraste com o controle vetorial orientado no fluxo de rotor, o fluxo de estator é a variável de controle. Vale salientar que no DTC-Takahashi não existe a necessidade de transformação de coordenadas ($\alpha\beta \rightarrow dq$), ou seja não existe um controle direto da amplitude do componente λ_{sq} e sim, um controle indireto deste componente através do ajuste do ângulo γ que, como já foi dito anteriormente, é ajustado a partir do apropriado chaveamento do vetor espacial de tensão do estator.

2.2.2 Variação do Vetor Fluxo Concatenado do Estator

Assumindo que a queda na resistência ôhmica do estator é pequena, tem-se que a variação do vetor fluxo do estator é aproximadamente igual ao produto do vetor de tensão imposto pelo inversor ao estator, pelo intervalo de tempo Δt de aplicação deste vetor espacial de tensão ($\Delta \bar{\lambda}_s \cong \bar{v}_s \Delta t$). Desta maneira, o vetor de fluxo de estator $\bar{\lambda}_s$ move-se de $\Delta \bar{\lambda}_s$ na direção espacial do vetor de tensão, e com uma velocidade que é proporcional a magnitude do vetor de tensão de estator o qual é proporcional a tensão do link DC.

A Figura 2.3 apresenta os seis vetores espaciais de tensão ativos, possíveis de serem gerados pelo inversor e aplicados ao estator do motor de indução, juntamente com as suas respectivas variações no vetor do fluxo de estator. Como pode ser observado nesta figura, foi aplicado o vetor de tensão $\bar{V}_5$ durante o intervalo de tempo Δt , e isto resulta em um novo posicionamento espacial do vetor fluxo concatenado de estator $\bar{\lambda}_s$ em relação ao vetor fluxo concatenado de rotor $\bar{\lambda}_r$. Ou seja, ocorrerá um deslocamento angular $\Delta\gamma$ entre o vetor do fluxo concatenado de estator $\bar{\lambda}_s$ em relação ao vetor fluxo concatenado de rotor $\bar{\lambda}_r$, e isto resultará na variação do conjugado eletromagnético de acordo com a Equação (2.2).

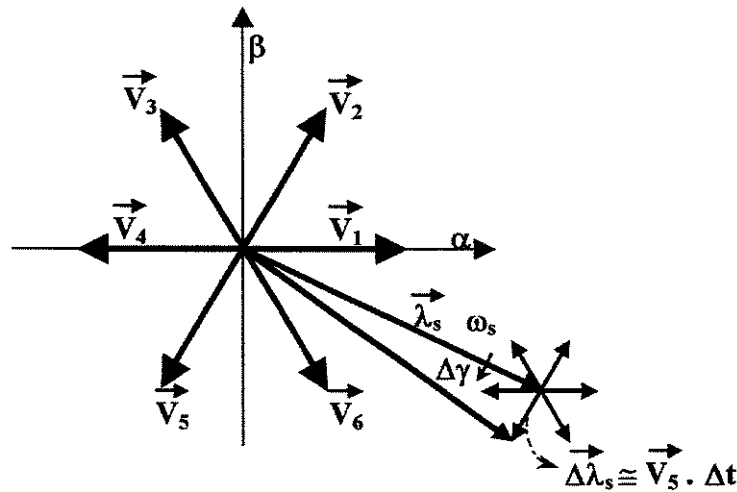


Figura 2.3 Vetores de tensão com as suas respectivas variações no vetor de fluxo de estator

Pela seleção apropriada do vetor de tensão do estator, é então possível mudar o posicionamento espacial do vetor fluxo de estator de maneira apropriada. O controle desacoplado do torque e do módulo do fluxo do estator é conseguido pela ação de componentes radial e tangencial ao vetor de fluxo de estator. Estes dois componentes são diretamente proporcionais (desprezando-se a queda ôhmica do estator) aos componentes do vetor de tensão do estator nas mesmas direções e, desta maneira, podem ser controlados pelo chaveamento apropriado do inversor. Deve ser enfatizado que para a produção do torque, o ângulo γ desempenha um papel vital ou seja, a posição relativa dos vetores dos fluxos do estator e do rotor determina o torque eletromagnético. Assumindo um movimento lento do vetor espacial do fluxo do rotor, se um vetor ativo de tensão for aplicado ao estator, o qual causa um movimento rápido do vetor do fluxo do estator (que se distancia do vetor do fluxo do rotor), então o torque eletromagnético crescerá, pois o ângulo γ cresceu. Entretanto, se um vetor zero de tensão for aplicado (o qual quase pára a rotação do vetor espacial de fluxo do estator) então, o torque eletromagnético decrescerá, desde que o vetor espacial do fluxo do rotor esteja ainda se movendo e, por consequência, o ângulo γ decrescerá. Se a duração do vetor zero de tensão for suficientemente longa, fazendo com que o vetor fluxo do estator quase não se mova (na prática ocorre pequeno movimento devido a queda na resistência ôhmica do estator), então o vetor fluxo do rotor alcançará o vetor fluxo do estator, o ângulo muda o seu sinal e o torque eletromagnético muda o seu sentido.

2.3 Análise da Capacidade de Variação do Torque Eletromagnético

Os incrementos ou decrementos do torque eletromagnético exigidos nem sempre podem ser atendidos dentro do intervalo de tempo estabelecido no controle. As restrições são impostas pelos parâmetros do motor, pelas condições de operação (Torque e Velocidade) e valor do fluxo estator/rotor no instante da solicitação da variação de torque, pelo intervalo de tempo da atuação de dois comandos consecutivos do controle (Δt_c) e, finalmente, pela incapacidade de geração de um vetor de tensão de estator posicionado a qualquer distância angular do vetor fluxo de estator. Esta última restrição, que limita a capacidade de variação do torque eletromagnético, não está presente nos acionamentos com controle direto de torque que utilizam a técnica de modulação por vetores espaciais [8,9], como é o caso do DTC-Buja [10]. O mesmo não acontece, por exemplo, com o DTC-Takahashi [4], como será mostrado no final desta seção.

Na obtenção da equação que representa a variação do torque eletromagnético em função dos parâmetros da máquina, das condições de operação, e do intervalo de tempo do controle, parte-se das equações gerais da máquina de indução, considerando-se o sistema de referência estacionário. Estas equações são apresentadas a seguir:

$$\bar{v}_{s\alpha\beta} = R_s \cdot \bar{i}_{s\alpha\beta} + \frac{d\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.4)$$

$$0 = R_r \cdot \bar{i}_{r\alpha\beta} + \frac{d\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}}{dt} - j \cdot \omega_m \bar{\lambda}_{r\alpha\beta} \quad (2.5)$$

$$\bar{\lambda}_{s\alpha\beta} = L_s \cdot \bar{i}_{s\alpha\beta} + L_m \cdot \bar{i}_{r\alpha\beta} \quad (2.6)$$

$$\bar{\lambda}_{r\alpha\beta} = L_r \cdot \bar{i}_{r\alpha\beta} + L_m \cdot \bar{i}_{s\alpha\beta} \quad (2.7)$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{\sigma L_s \cdot L_r} \cdot \left(\bar{\lambda}_{s\alpha\beta} \cdot j \cdot \bar{\lambda}_{r\alpha\beta} \right) \quad (2.8)$$

$$\text{na qual, } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}.$$

Escrevendo as Equações (2.4) a (2.7) na forma de equações de estado, com as variáveis de estado sendo os vetores espaciais dos fluxos de estator $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$ e rotor $\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}$, têm-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}}{dt} \\ \frac{d\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_s \cdot L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r \cdot L_m}{\sigma L_s L_r} & j \cdot \omega_m - \frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{s\alpha\beta} \\ \bar{\lambda}_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \bar{v}_{s\alpha\beta} \quad (2.9)$$

A amostragem de sinais faz com que variáveis contínuas sejam convertidas em um conjunto de pulsos. Sendo assim, é necessário obter o modelo discreto das equações de estado da máquina de indução. Pelo método de Euler, a derivada no tempo de uma função contínua no instante de tempo t_k pode ser aproximada pela diferença dos valores amostrados dessa função nos tempos $t_k + \Delta t$ e t_k , dividido pelo intervalo de tempo Δt , conforme Expressão (2.10). Sendo assim, escreve-se que:

$$\left. \frac{dy(t)}{dt} \right|_{t=t_k} = \frac{y(t_k + \Delta t) - y(t_k)}{\Delta t} \quad (2.10)$$

na qual, o instante $t_k + \Delta t$ é o instante da amostragem posterior ao instante t_k sendo chamado de t_{k+1} . A Expressão (2.10) será tanto mais válida quanto menor for o intervalo de tempo Δt .

Por conveniência, representando a partir de agora por k o instante de amostragem t_k e por $k+1$ o instante de amostragem t_{k+1} , a Expressão (2.10) é reescrita como:

$$\left. \frac{dy(t)}{dt} \right|_k = \frac{y(k+1) - y(k)}{\Delta t} \quad (2.11)$$

De acordo com a Expressão (2.11), as derivadas das variáveis de estado dos vetores dos fluxos do estator $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$ e do rotor $\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}$ no instante k são obtidas:

$$\left. \frac{d\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(t)}{dt} \right|_k = \frac{\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k+1) - \bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k)}{\Delta t} \quad (2.12)$$

$$\left. \frac{d\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(t)}{dt} \right|_k = \frac{\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k+1) - \bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k)}{\Delta t} \quad (2.13)$$

Considerando a Equação matricial (2.9) no instante k, então:

$$\begin{bmatrix} \left. \frac{d\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(t)}{dt} \right|_k \\ \left. \frac{d\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(t)}{dt} \right|_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_s \cdot L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r \cdot L_m}{\sigma L_s L_r} & j \cdot \omega_m - \frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k) \\ \bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \bar{v}_{s\alpha\beta}(k) \quad (2.14)$$

Substituindo-se em (2.14) as derivadas dos fluxos de estator e rotor dadas pelas Expressões (2.12) e (2.13), obtêm-se os vetores dos fluxos do estator $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$ e do rotor $\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}$ no instante k+1, isto é:

$$\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k+1) = \bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k) \cdot \left(1 - \frac{R_s}{\sigma L_s} \cdot \Delta t \right) + \bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k) \cdot \frac{R_s \cdot L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \Delta t + \bar{v}_{s\alpha\beta}(k) \cdot \Delta t \quad (2.15)$$

$$\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k+1) = \bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k) \cdot \left[1 + \left(j \cdot \omega_m(k) - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \cdot \Delta t \right] + \bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k) \cdot \frac{R_r \cdot L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \Delta t \quad (2.16)$$

nas quais, $\bar{v}_{s\alpha\beta}(k)$ é o vetor de tensão de estator em coordenadas $\alpha\beta$, e $\omega_m(k)$ é a velocidade do motor (em rad.elét/s) no instante k.

O torque eletromagnético nos instantes k e $k+1$ é obtido a partir da Equação (2.8). As equações discretizadas do torque eletromagnético nos instantes k e $k+1$ resultam respectivamente, em:

$$T(k) = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{\sigma L_s \cdot L_r} \cdot \left(\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k) \bullet j \cdot \bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k) \right) \quad (2.17)$$

$$T(k+1) = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{\sigma L_s \cdot L_r} \cdot \left(\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k+1) \bullet j \cdot \bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k+1) \right) \quad (2.18)$$

Para a obtenção da equação discretizada do torque no instante $k+1$ em função de valores no instante k , substitui-se as Equações (2.15) e (2.16) na Equação (2.18). Efetivando então estas substituições e, desprezando os termos que são proporcionais ao quadrado de Δt , tem-se que:

$$T(k+1) = T(k) - T(k) \cdot \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \cdot \frac{\Delta t}{\sigma} + \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \left[\left(\bar{v}_{s\alpha\beta}(k) - j \cdot \omega_m(k) \cdot \bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k) \right) \bullet j \cdot \bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k) \right] \cdot \Delta t \quad (2.19)$$

na qual, $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ e $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ são as constantes de tempo do estator e rotor, respectivamente.

Como a variação do torque eletromagnético entre os instantes de amostragem $k+1$ e k é dado por $\Delta T_k = T(k+1) - T(k)$, a partir da Expressão (2.19) pode-se escrever que esta variação é composta por duas contribuições definidas por:

$$\Delta T_{k1} = -T(k) \cdot \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \cdot \frac{\Delta t}{\sigma} \quad (2.20)$$

$$\Delta T_{k2} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \left[\left(\bar{v}_{s\alpha\beta}(k) - j \cdot \omega_m(k) \cdot \bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k) \right) \bullet j \cdot \bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k) \right] \cdot \Delta t \quad (2.21)$$

A presença do sinal negativo na Equação (2.20) indica que a contribuição ΔT_{k1} age no sentido de reduzir o valor absoluto do torque no instante $k+1$. Esta contribuição é proporcional

ao valor do torque no instante k , e independe do vetor de tensão de estator e da velocidade do motor; a contribuição ΔT_{k2} representa o efeito da aplicação do vetor tensão na variação do torque eletromagnético, e esta variação depende das condições de operação do motor (Torque e Velocidade) no instante k .

A representação gráfica da contribuição ΔT_{k2} é apresentada na Figura 2.4. A reta que indica $\Delta T_{k2} = 0$ tem a sua inclinação dada pela inclinação do vetor fluxo do rotor em coordenadas $\alpha\beta$ no instante k . Essa reta é o lugar geométrico do encontro entre o plano $\alpha\beta$, e o plano formado por $(v_{s\alpha}(k), v_{s\beta}(k), \Delta T_{k2})$. Vale observar que, se $T(k)$ for diferente de zero, os vetores $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k)$ e $\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k)$ estão defasados. Nesta situação, se o vetor de tensão $\bar{v}_{s\alpha\beta}(k)$ aplicado ao estator no instante k estiver alinhado com o vetor de fluxo de estator, a contribuição ΔT_{k2} será diferente de zero.

Pode-se observar, a partir da contribuição ΔT_{k2} , que a mais efetiva variação de torque eletromagnético pode ser obtida pela aplicação no instante k do vetor tensão $\bar{v}_{s\alpha\beta}$ perpendicular ao vetor fluxo de rotor $\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}$. Para condições sem carga ($T(k) = 0$), a máxima variação de torque é obtida pela aplicação do vetor tensão $\bar{v}_{s\alpha\beta}$ perpendicular ao vetor fluxo de estator ou rotor pois, neste instante k , estes vetores estão alinhados.

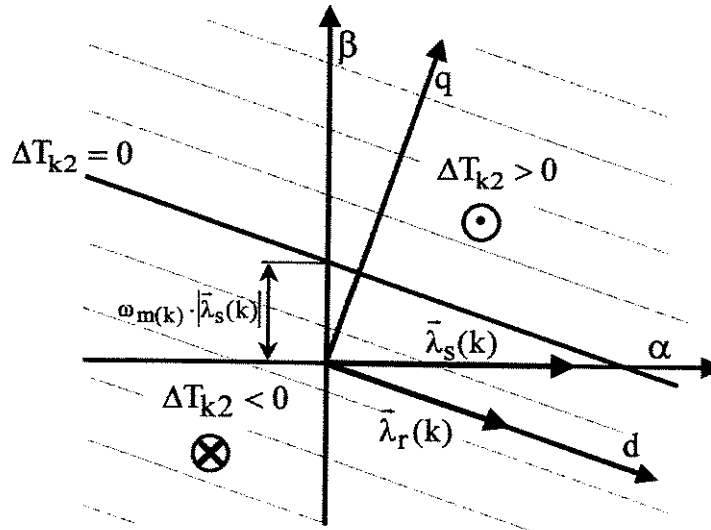


Figura 2.4 Representação gráfica da contribuição ΔT_{k2}

Para a grande maioria dos controles direto de torque, o fluxo de estator é o fluxo de referência adotado, como é o caso do DTC-Buja [10]; e se assim for, o vetor fluxo de estator $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$ possui o módulo igual ao fluxo de referência e, considera-se alinhado com o eixo α no instante k . Para a determinação dos vetores de fluxo $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k)$ e $\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k)$, o procedimento - a seguir comentado - é utilizado:

- Consideram-se os eixos girantes dq na velocidade síncrona e que, no instante k o eixo d está alinhado com vetor girante $\bar{\lambda}_{rdq}(k)$. A partir desta consideração, utilizam-se as equações de orientação do fluxo de rotor [6] para se determinar o módulo do vetor $\bar{\lambda}_{rdq}(k)$. Estas equações são escritas na forma discretizada para o instante k , considerando-se a máquina operando em regime permanente, isto é:

$$\lambda_{sd}(k) = \frac{L_s}{L_m} \cdot |\bar{\lambda}_{rdq}(k)| \quad (2.22)$$

$$\lambda_{sq}(k) = \frac{2}{3} \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{\sigma L_s}{P \cdot |\bar{\lambda}_{rdq}(k)|} \cdot T(k) \quad (2.23)$$

Como o fluxo de referência λ_s^* é conhecido, pode-se escrever que:

$$\left(\lambda_s^*\right)^2 = (\lambda_{sd}(k))^2 + (\lambda_{sq}(k))^2 \quad (2.24)$$

e desta forma, o fluxo do rotor é calculado através da substituição das Equações (2.22) e (2.23) na Equação (2.24). Uma vez determinado o módulo do fluxo de rotor $|\bar{\lambda}_{rdq}(k)|$, calcula-se o componente do fluxo de estator $\lambda_{sd}(k)$, que permite calcular a posição angular do vetor fluxo de estator, em relação ao eixo síncrono d, no instante k . Com este ângulo e com o valor do módulo do vetor do fluxo de rotor, que está orientado com o eixo d, determinam-se os valores dos componentes α e β do fluxo do rotor neste instante. Com os valores do torque eletromagnético no instante k , e do fluxo de referência de estator, obtêm-se, para este instante, o vetor do fluxo do rotor em coordenadas $\alpha\beta$.

Na implementação experimental, o intervalo Δt de amostragem dos sinais pode ser diferente do intervalo Δt_c de atuação do controle, e se assim for, na análise da capacidade de variação de torque, feita a partir das Equações (2.20) e (2.21), o intervalo de amostragem dos sinais Δt deve ser substituído pelo intervalo de atuação do controle Δt_c .

Para obter as possíveis variações do torque eletromagnético (ΔT_k) que podem ser atendidas pelo motor dentro do intervalo de tempo estabelecido para o controle em determinada condição de operação, substituem-se os vetores dos fluxos de estator e rotor ($\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}(k)$ e $\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}(k)$), a velocidade do motor $\omega_m(k)$, o torque eletromagnético $T(k)$, e o intervalo de atuação do controle Δt_c nas Equações (2.20) e (2.21). O vetor de tensão de estator possui o módulo constante e igual ao valor de pico da tensão de fase, e sua direção é variável no plano $\alpha\beta$. Ou seja, para cada vetor de tensão de estator, determina-se a variação do torque eletromagnético ΔT_k .

Uma análise da capacidade de variação do torque eletromagnético foi realizada para o motor cujos parâmetros estão apresentados no Apêndice A, em quatro condições diferentes de operação. O intervalo de tempo de amostragem Δt é igual ao intervalo do controle Δt_c da implementação experimental do DTC-Buja, no caso $500\mu s$ (2 kHz), o vetor de tensão possui módulo constante e igual ao seu valor de pico da tensão nominal de fase (para este motor, $220\sqrt{2}$ V) e a sua direção é variada, e o módulo do vetor de fluxo nominal de estator é igual a 0.778 Wb.

Para um entendimento preliminar das Figuras 2.5 a 2.8, como exemplo, para o ângulo espacial ρ do vetor de tensão de estator $\bar{v}_{s\alpha\beta}$ apresentado na Figura 2.5, o tamanho do segmento de reta $\overline{AO}$ (em escala Nm) é igual a variação do torque eletromagnético ΔT_k que pode ser obtida. As Figuras 2.5 a 2.8 apresentam os valores de ΔT_k considerando-se variações de cinco em cinco graus no ângulo do vetor de tensão de estator $\bar{v}_{s\alpha\beta}(k)$ aplicado no instante k , e em quatro condições distintas de operação: 1) Partida do motor; 2) Velocidade zero e torque nominal ou seja, o motor parado sustentando uma carga que exige o torque eletromagnético nominal; 3) A vazio girando com 50% da velocidade nominal; 4) Torque nominal e 50 % da velocidade nominal.

As variações de torque que podem ser obtidas dependem significativamente da velocidade do motor conforme pode ser observado comparando os resultados mostrados na Figura 2.5 com a Figura 2.7 e comparando os resultados mostrados na Figura 2.6 com a Figura 2.8. Em baixas velocidades, dois vetores de tensão de mesmo módulo e em direções opostas produzem aproximadamente as mesmas variações absolutas de torque. Em altas velocidades, estes mesmos vetores de tensão produzem variações de torque com valores absolutos bem diferentes. Este comportamento justifica a obtenção de diferentes “ripples” de torque, em baixas e em altas velocidades, em esquemas de controle direto de torque que utiliza módulo constante dos vetores de tensão de estator aplicados.

Pode-se ainda observar a relação entre as possíveis variações de torque e o ângulo γ entre os vetores de fluxo de estator e de rotor o qual se relaciona com o valor do torque neste instante. Com este propósito, deve ser comparada a Figura 2.5 com a Figura 2.6 e, a Figura 2.7 com a Figura 2.8. Em condições de carga nominal, a variação máxima de torque não é obtida com o vetor de tensão de estator aplicado perpendicularmente ao vetor fluxo de estator como ocorre na condição de carga leve. Uma mais efetiva variação de torque eletromagnético pode ser obtida se o vetor de tensão aplicado estiver perpendicular ao vetor do fluxo de rotor.

Se o intervalo de atuação do controle Δt_c for aumentado, a capacidade de atender a solicitação de torque de referência no instante t_{k+1} será também aumentada. Isto sugere que seja elevado o valor de Δt_c porém, este procedimento não deve ser seguido, pois para cumprir as solicitações de pequenas variações de torque esse tempo será elevado. As limitações de “hardware” e “software” ditam o menor intervalo Δt_c possível. A partir do valor de Δt_c estabelecido, caso a exigência de torque não puder ser cumprida no instante $k+1$, será atendida no(s) instante(s) posterior(es).

Em acionamentos com controle direto de torque que não utilizam a modulação por vetores espaciais, como é o caso, por exemplo, do DTC-Takahashi [4], as variações produzidas por um vetor de tensão aplicado pelo inversor podem assumir diferentes valores se o vetor de fluxo de estator estiver localizado no meio ou nas bordas de um setor. Isto justifica a não uniformidade em respostas a transitórios de carga como também, nos problemas de partida utilizando este método de controle.

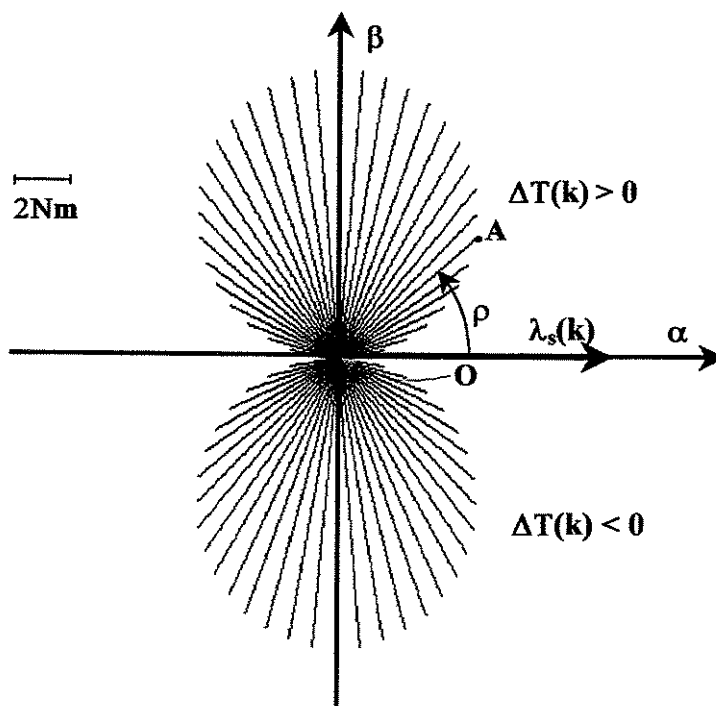


Figura 2.5 ΔT_k para $\omega_m=0$ rad.elet/s , $T(k) = 0$ Nm e $\lambda_{sn}^*=0.778$ Wb

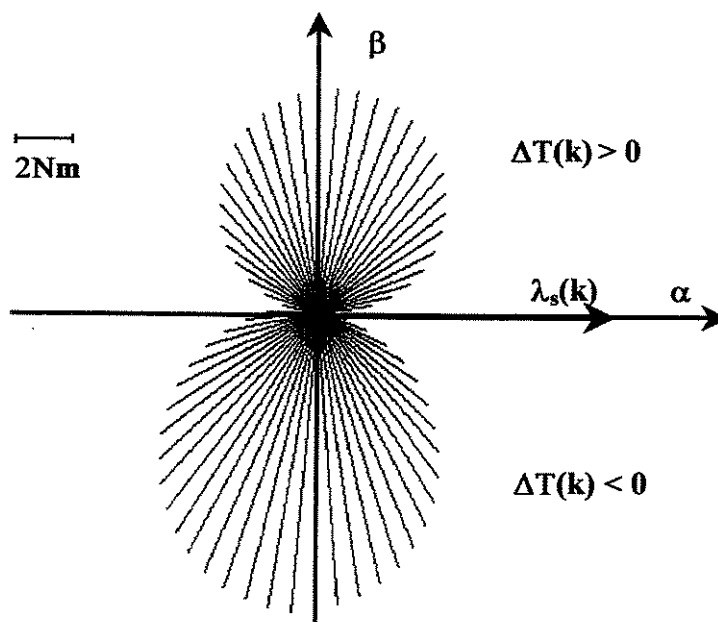


Figura 2.6 ΔT_k para $\omega_m=0$ rad.elet/s , $T(k) = 12.14$ Nm (Torque nominal) e $\lambda_{sn}^*=0.778$ Wb

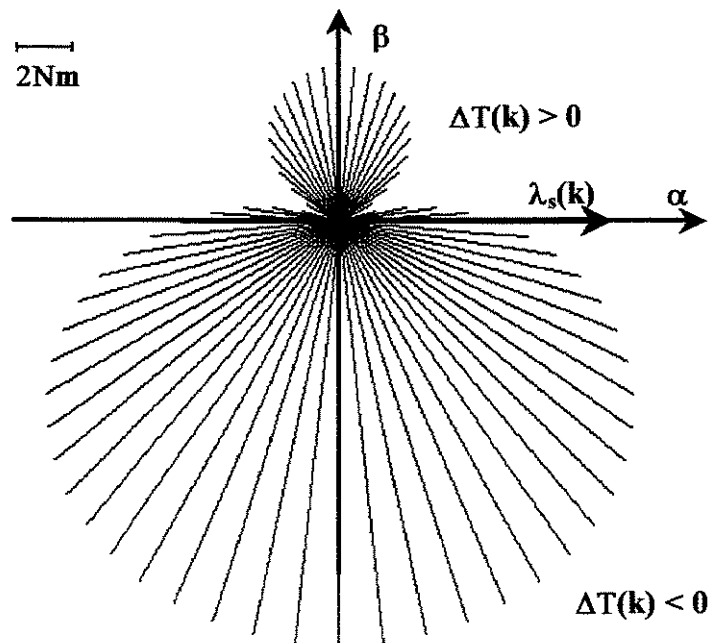


Figura 2.7 ΔT_k para $\omega_m = 50\% \omega_m(\text{nominal})$, $T(k) = 0 \text{ Nm}$ e $\lambda_{sn}^* = 0.778 \text{ Wb}$

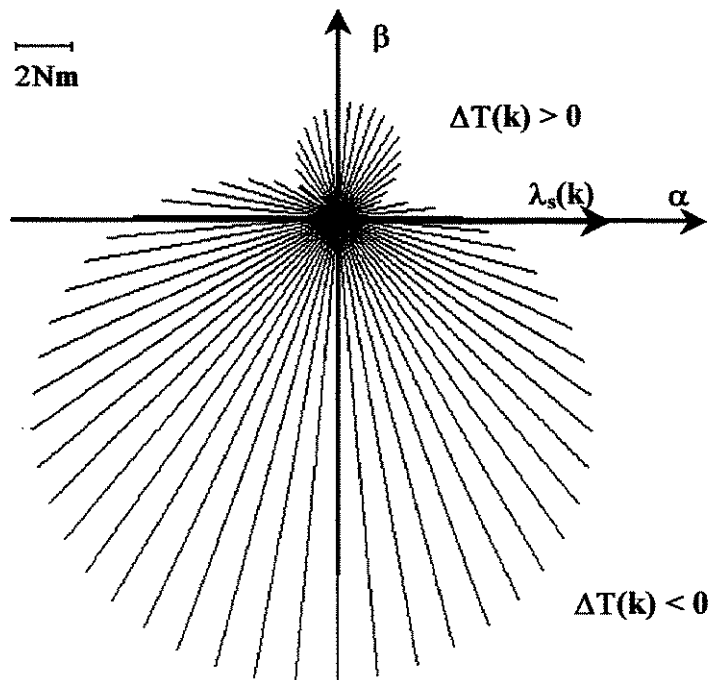


Figura 2.8 ΔT_k para $\omega_m = 50\% \omega_m(\text{nominal})$, $T(k) = 12.14 \text{ Nm}$ (Torque nominal) e $\lambda_{sn}^* = 0.778 \text{ Wb}$

2.4 Revisão Bibliográfica dos Principais Esquemas e Técnicas de DTC

Diversos esquemas e técnicas de Controle Direto de Torque foram propostos para melhorar o desempenho do DTC-Takahashi [4] que, por sua vez, é exposto em detalhes na Seção 2.5, visto que será a base de comparação com os DTC's implementados neste estudo. Esta revisão bibliográfica está dividida em dois grupos de artigos: 1) *Esquemas e técnicas de DTC baseados na seleção otimizada do vetor de chaveamento*. 2) *Esquemas de DTC que utilizam a técnica de modulação por vetores espaciais* [8,9]. Esta técnica, apresentada no Apêndice B, permite que a tensão demandada pelo motor (tensão de referência V^*), a qual é estabelecida pelo esquema de DTC utilizado, seja reproduzida através de um vetor médio de tensão obtido em frequência de chaveamento constante.

- *Seleção Otimizada do Vetor de Chaveamento:*

- Para diminuir a frequência de chaveamento em acionamentos elétricos de alta potência, o método de controle direto de torque chamado de “Direct Self Control”-DSC foi desenvolvido por M. Depenbrock [11]. A estrutura desse método de controle, que é similar ao proposto por Takahashi [4], utiliza o fluxo produzido por cada uma das fases para alimentar três controladores do tipo histerese. Os resultados desses controladores em conjunto com o obtido do controlador de histerese de torque definem o vetor de chaveamento a ser aplicado. Neste método de controle, o fluxo concatenado de estator descreve trajetória de um hexágono regular. Esta mesma trajetória pode ser obtida com a utilização do DTC-Takahashi se for adotada uma largura total de banda de histerese de valor igual ou maior a 13.4% do módulo do fluxo de referência de estator (sendo facilmente comprovada analiticamente a razão disto). Resultados experimentais, presentes neste capítulo, comprovam que o controle DSC pode ser considerado como um caso particular do DTC-Takahashi.

- Uma das maiores desvantagens do DTC-Takahashi é a frequência de chaveamento variável do inversor (que gera espectros harmônicos não uniformes das correntes) com a velocidade mecânica, condições de carga e parâmetros do motor de indução. Kang e Chung [12] propuseram a regulação da largura das bandas de histerese de fluxo e torque ($lbhf$ e $lbht$) para que a frequência de chaveamento seja constante, através do uso de dois reguladores PI:

um para a regulação da $lbhf$ e o outro para a regulação da $lbht$. A contagem do total de pulsos da saída de cada um dos controladores de histerese que ocorre em determinado período é comparada com total de pulsos que ocorre neste período, considerando a frequência de chaveamento constante e igual à desejada. Resultados satisfatórios são obtidos para regime permanente e operando em determinadas faixas de velocidade e frequência de chaveamento [12]. Porém, inconvenientes podem ser observados nesta proposta: 1) Não é sempre possível obter a $lbhf$ e/ou $lbht$ para que se consiga a frequência de chaveamento do inversor de valor desejado e constante. 2) Em condições transitórias, o ajuste da $lbhf$ e $lbht$ para a obtenção de frequência de chaveamento constante é lento, pois depende dos reguladores PI. 3) Um Sinal de compensação vindo de sistema preditivo é estabelecido a partir de análises de simulação e, para um motor e condições de operação específicas.

- Um controlador fuzzy que substitui os controladores de histerese de fluxo e de torque, e a tabela de seleção otimizada do vetor de chaveamento foi proposto por Mir *et al.* [13] para melhorar o desempenho na partida e durante as variações do torque de referência do DTC-Takahashi. As funções de pertinência de entrada são associadas aos erros de fluxo, de torque e ao ângulo espacial do fluxo de estator no plano $\alpha\beta$. As funções de pertinência de saída são do tipo “crisp” e representam os vetores de chaveamento que são aplicados e que foram estabelecidos a partir de 300 regras. Observa-se nesta proposta que as funções de pertinência dos erros de torque não estão homogeneamente distribuídas em torno do erro zero e, pelas regras, vetores ativos de chaveamentos são também utilizados para frear o movimento.

- Para melhorar o desempenho do DTC-Takahashi em baixas velocidades, G. Buja propôs o critério para a seleção do vetor de tensão dependente do valor da velocidade síncrona [14]. Para velocidades síncronas abaixo de 20% da nominal e módulo do torque eletromagnético igual ou acima do módulo do torque de referência, o controlador de histerese de torque utiliza vetores ativos de maneira a frear muito mais rapidamente a rotação do vetor de fluxo concatenado de estator. Para velocidades acima de 20% da velocidade síncrona nominal, os critérios estabelecidos pelo DTC-Takahashi continuam a ser seguidos.

- Para minimizar o “ripple” do torque eletromagnético durante reversão de velocidade mecânica, o critério de seleção do vetor de chaveamento dependendo do sinal da velocidade mecânica do motor foi proposto por S. Silva [15]. Nesta proposta, a aplicação de vetores ativos é feita se a velocidade mecânica estiver em sentido contrário àquela que seria estabelecida pelo torque de referência em determinado sentido. Resultados de simulação e experimental, presentes neste capítulo, compara esta proposta com a proposta original feita por Takahashi.

- Um esquema de controle direto de torque que usa o fluxo de rotor como referência foi proposto por G. Buja [14]. Neste esquema, a orientação do fluxo concatenado de rotor com o eixo síncrono direto [6] é realizada e com isso obtém-se, a partir das referências do módulo do fluxo de rotor e do torque eletromagnético, o módulo do fluxo de referência de estator recaindo ao DTC-Takahashi [4]. Pode-se observar que usando o fluxo concatenado do rotor como referência de entrada, é possível elevar a capacidade de sobrecarga do torque eletromagnético, porém uma maior complexidade computacional é exigida, e variações na referência do módulo do fluxo do rotor acarretam atrasos na obtenção do módulo do fluxo de referência do estator.

- Técnica de Modulação por Vetores Espaciais:

- Habetler *et al* [16] propuseram esquema DTC que utiliza dois controladores PI para a obtenção das tensões síncronas de referência, a partir dos erros de torque e de fluxo. A partir destas tensões e do ângulo espacial do fluxo concatenado de estator, as tensões $\alpha\beta$ de referência são obtidas e alimentam o modulador de vetores espaciais [9,17]. A desvantagem deste esquema é que os reguladores PI precisam estar sempre corretamente ajustados aos possíveis erros de torque eletromagnético e do módulo de fluxo concatenado de estator, para que se obtenha uma boa resposta dinâmica do torque eletromagnético e do módulo do fluxo concatenado de estator. Desta forma, um sistema adaptativo para os parâmetros desses PI's torna-se necessário comprometendo a simplicidade deste esquema.

- A estratégia de controle “deadbeat” em esquemas de controle direto de torque foi introduzida por Habetler *et al* [18]. O controle “deadbeat”, que é específico para sistemas de

controle discreto no tempo, conduz as variáveis controladas aos seus valores de referência tão rápido quanto possível e com o mínimo de “overshoot”. No esquema proposto, o torque eletromagnético e o módulo do fluxo concatenado de estator são “forçados”, através da estratégia de controle “deadbeat”, a assumirem os seus valores de referência ao final do período de chaveamento. A tensão de referência em coordenadas $\alpha\beta$ que alimenta o modulador de vetores espaciais é obtida a partir do circuito equivalente motor-inversor. Obtém-se, seguindo estes procedimentos, uma equação de segundo grau, tendo como variável a tensão de referência alfa na qual o menor valor absoluto da solução desta equação é utilizado e, com isso obtém-se a tensão de referência beta a partir da equação previamente obtida. O esquema de controle apresentado é considerado pelos próprios autores computacionalmente intensivo, e com possibilidade de fornecer soluções inexistentes que recairiam na aplicação de um único vetor de tensão durante todo o período de chaveamento de acordo com a estratégia do DTC-Takahashi cujas larguras das bandas de histerese de fluxo, e torque são iguais a zero.

- Diferentemente do controle proposto por Habetler *et al* [18] que recai em equação de segundo grau para a obtenção da tensão de referência, o controlador “deadbeat” de torque e fluxo proposto por F. Neves *et al* [19] é obtido a partir das equações orientadas de fluxo de estator e utiliza a equação do escorregamento para estabelecer o controle “deadbeat” para o torque eletromagnético. Neste esquema, a aquisição ou estimação da velocidade mecânica do motor torna-se necessária, e o observador de fluxo de estator Gopinath é implementado.

- Um controlador Neuro-Fuzzy para o controle direto de torque foi proposto por Grabowski *et al* [20]. Os erros do módulo do fluxo de estator e do torque eletromagnético constituem-se na entrada de um controlador neuro-fuzzy de três camadas: a primeira camada é composta pela defuzzificação das funções de pertinência da estrutura fuzzy, a segunda e a terceira camada são responsáveis pelo cálculo do mínimo e normalização do resultado da defuzzificação para a obtenção do módulo da tensão de referência. Um outro controlador fuzzy determina o ângulo a ser adicionado ao ângulo do fluxo concatenado de estator, o qual define o ângulo do vetor de tensão de referência. De acordo com os próprios autores, a desvantagem da proposta é a complexidade na elaboração do regulador neuro-fuzzy.

2.5 O Controle Direto de Torque Takahashi

O esquema do acionamento com o DTC-Takahashi [4] está apresentado na Figura 2.9. A base dessa estrutura está no controle do fluxo de estator e do torque eletromagnético em malha fechada através de dois controladores de histerese.

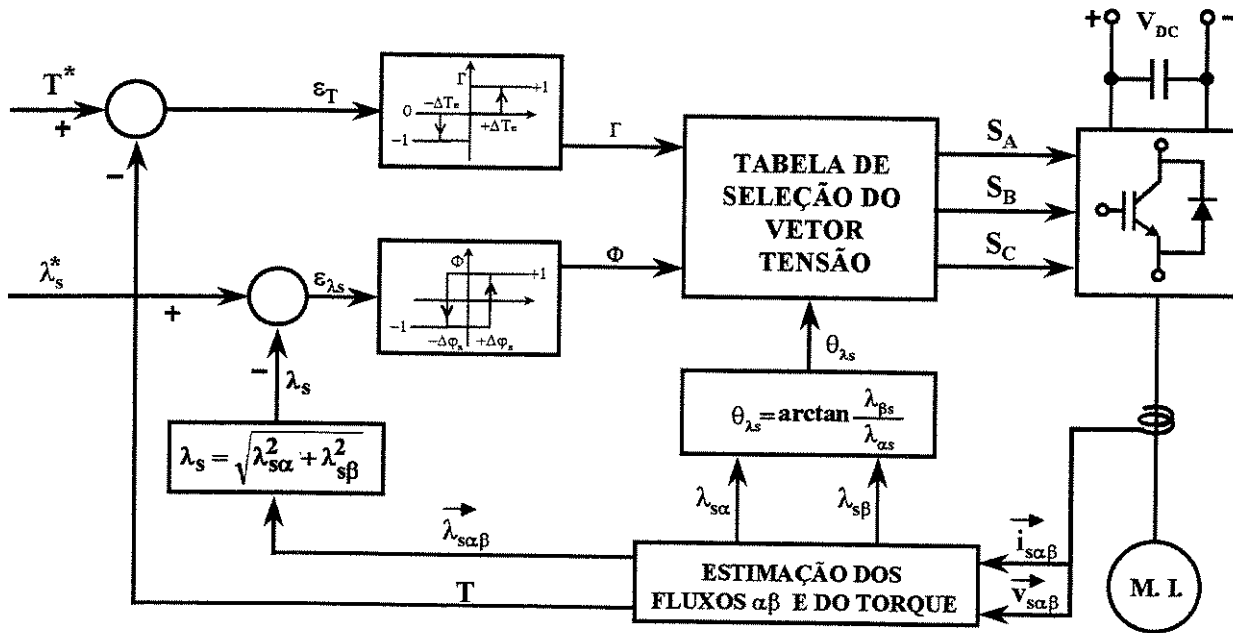


Figura 2.9 Esquemático do acionamento DTC-Takahashi

Pode-se observar nesta figura que a posição espacial do vetor fluxo de estator $\theta_{\lambda s}$ juntamente com os resultados dos controladores de histerese são as entradas para a tabela de chaveamento que estabelece o vetor apropriado. A partir da aplicação apropriada dos vetores de tensão, que é estabelecido através dessa tabela de chaveamento, os erros de fluxo e torque são mantidos dentro das suas respectivas bandas de histerese. Os detalhes da construção e utilização da tabela de chaveamento são apresentados na sequência.

O módulo do fluxo concatenado de estator e o torque eletromagnético usados como variáveis nos controladores de histerese são estimados através das Equações (2.25) a (2.28), isto é:

$$\lambda_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt \quad (2.25)$$

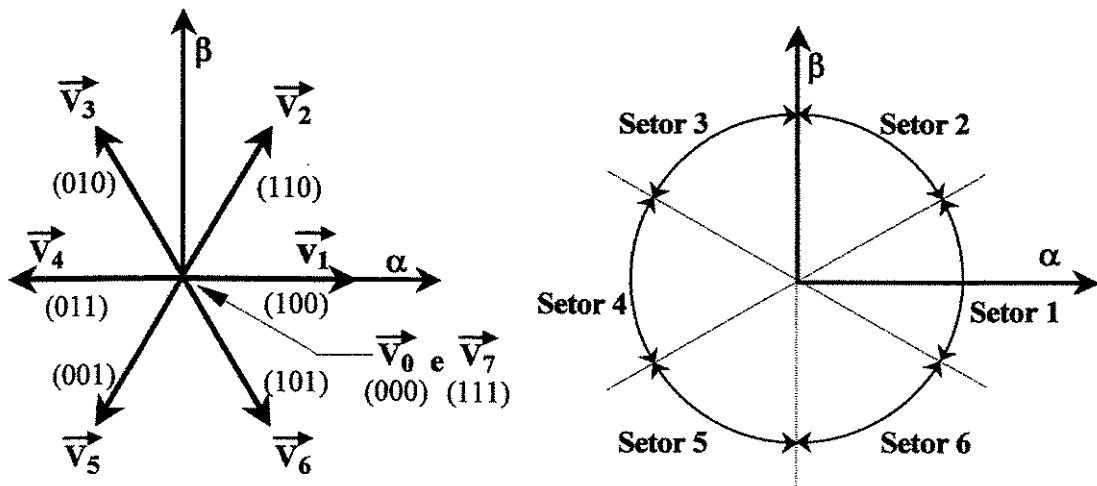
$$\lambda_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt \quad (2.26)$$

$$|\bar{\lambda}_s| = \sqrt{\lambda_{s\alpha}^2 + \lambda_{s\beta}^2} \quad (2.27)$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\lambda_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \lambda_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (2.28)$$

A Figura 2.10(a) mostra, no plano $\alpha\beta$, os vetores de tensão que podem ser obtidos do inversor que apresenta oito estados de chaveamento distintos: seis vetores de tensão ativos e dois vetores não-ativos. Ao lado do vetor de tensão estão mostrados os estados das chaves (S_a , S_b e S_c) do inversor [5] e, como exemplo, para o estado (1,0,1) que produz o vetor $\bar{V}_6$, as chaves superiores(*inferiores*) do inversor das fases a e c estão fechadas(*abertas*) e a chave superior(*inferior*) do inversor da fase b está aberta(*fechada*). Esses vetores de tensão são escritos em função da tensão do link DC do inversor (V_{DC}) e do estado de chaveamento do inversor i :

$$\bar{v}(i) = \begin{cases} \frac{2}{3} \cdot V_{DC} \cdot e^{j \cdot (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}} & \text{se } i = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{se } i = 0, 7 \end{cases} \quad (2.29)$$



(a) Vetores de tensão disponíveis do inversor
(b) Setores para a localização do vetor do fluxo de estator

O plano $\alpha\beta$ é dividido em seis setores simétricos como mostrado pela Figura 2.10(b). O vetor de fluxo de estator é localizado dentro de um dos seis setores a partir da determinação do ângulo espacial do fluxo de estator θ_{λ_s} que é calculado utilizando os valores estimados dos fluxos concatenados α e β obtidos a partir das Equações (2.25) e (2.26) e da função trigonométrica arco tangente como mostrado pela Equação (2.30).

$$\theta_{\lambda_s} = \arctan \left(\frac{\lambda_{s\beta}}{\lambda_{s\alpha}} \right) \quad (2.30)$$

Com o valor de θ_{λ_s} , o setor fica determinado através da expressão:

$$(2.N - 3) \cdot \frac{\pi}{6} < \theta_{\lambda_s} (N) < (2.N - 1) \cdot \frac{\pi}{6} \quad N = 1, 2, \dots, 6. \quad (2.31)$$

na qual, N é o número que especifica o setor ao qual, o vetor de fluxo de estator $\vec{\lambda}_s$ está em determinado instante espacialmente localizado.

Um método alternativo para a obtenção do setor, sem a necessidade da determinação do ângulo espacial do fluxo de estator θ_{λ_s} , utiliza o fluxograma que está apresentado na Figura 2.11, na qual a variável auxiliar $\lambda'_{s\beta} = \lambda_{s\alpha} \cdot \tan(30^\circ)$.

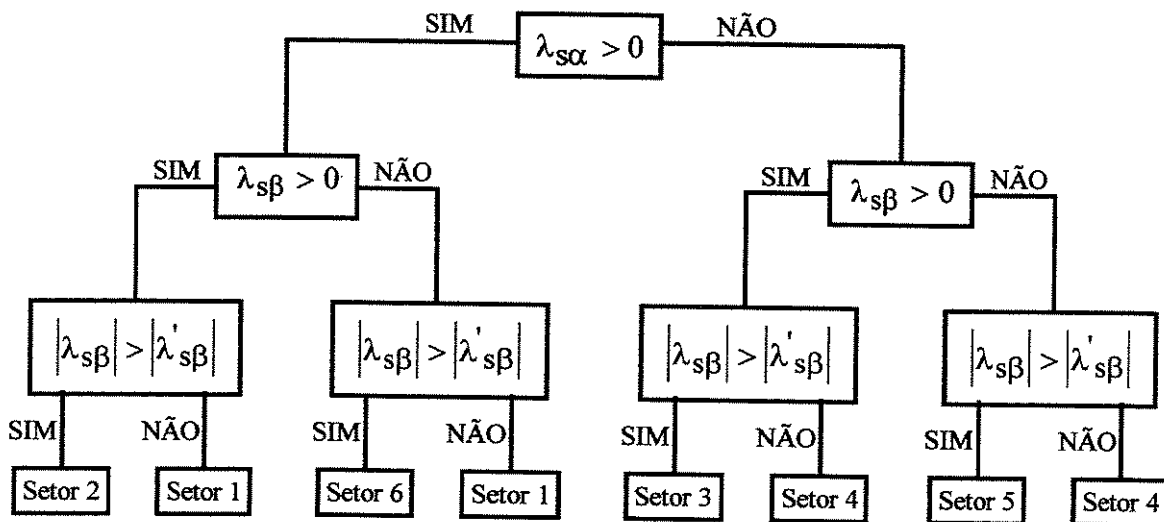


Figura 2.11 Fluxograma para a determinação direta do setor

Com este método uma maior rapidez e precisão na determinação do setor são alcançadas visto que, no método proposto por Takahashi [4], a implementação experimental exige o armazenamento da tabela da tangente e, de algoritmo para a determinação do ângulo espacial do fluxo concatenado de estator θ_{λ_s} .

Uma das metas do controle é manter o módulo do vetor espacial do fluxo de estator $|\bar{\lambda}_s|$ dentro de sua banda de histerese (denotada por dois círculos) cuja largura é dada por $(2 \cdot \Delta\phi_s)$, como mostrado na Figura 2.12. Como exemplo, suponhamos que o vetor de fluxo concatenado de estator $\bar{\lambda}_s$ esteja na posição P_0 ou seja, posicionado no setor 1 e que esteja girando no sentido anti-horário. Nesta situação, o módulo do vetor de fluxo de estator atingiu o valor limite de $|\bar{\lambda}_s| + \Delta\phi_s$ e deve ser reduzido. Para tal, deve-se aplicar o vetor de chaveamento $\bar{v}_3$; desta forma, o vetor fluxo concatenado de estator será movido rapidamente do ponto P_0 para o ponto P_1 que está localizado no setor 2. Por outro lado, se o vetor fluxo concatenado de estator estiver posicionado no ponto P_0 mas, girando no sentido horário, o vetor de chaveamento $\bar{v}_5$ deverá ser selecionado. Para o caso do vetor de fluxo concatenado de estator $\bar{\lambda}_s$ posicionado no ponto P_1 , nova redução do seu módulo torna-se necessária e isto é conseguido, considerando que este vetor está girando no sentido anti-horário, aplicando o vetor de chaveamento $\bar{v}_4$. Admitindo que no ponto P_1 a rotação do vetor fluxo concatenado de estator deva ser interrompida a aplicação do vetor não-ativo $\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$ será procedida. A seleção entre um ou outro é feita de forma a minimizar o número de chaves do inversor a serem comutadas. Esta parada de rotação corresponde ao caso do valor do torque eletromagnético ser igual ou maior ao torque de referência (considerando positivo o torque eletromagnético no sentido anti-horário de rotação) e, nesta situação, o mesmo deve ser reduzido de valor. No final, o processo de seleção do vetor de tensão é feito cruzando os resultados dos controladores de histerese de fluxo e de torque.

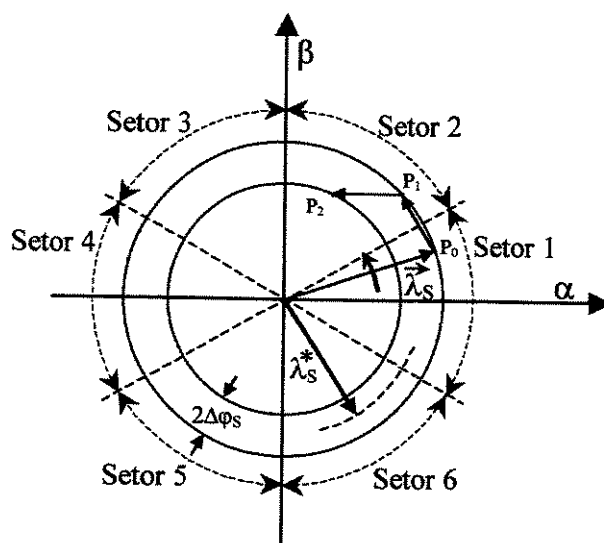


Figura 2.12 Lugar geométrico do vetor espacial do fluxo concatenado do estator com as suas respectivas variações ($\Delta\vec{\lambda}_s$)

A tabela de chaveamento do DTC-Takahashi é obtida repetindo o procedimento anteriormente descrito para todas as outras possíveis posições do vetor fluxo concatenado de estator. O resultado é mostrado nas Tabelas 2.5-I e 2.5-II, que tem apresentação diferente do trabalho original [4], porém mostrou-se eficiente na implementação experimental realizada.

Tabela 2.5-I: Determinação da Variável Auxiliar K

$(2.N-3) \cdot \frac{\pi}{6} < \theta_{\lambda_s}(N) < (2.N-1) \cdot \frac{\pi}{6} \quad N=1,2,\dots,6.$		
Φ	Γ	K
0	1	N+1
	0	0
	-1	N-1
1	1	N+2
	0	0
	-1	N-2

Tabela 2.5-II: Determinação do Estado do Chaveamento do Inversor

Γ	Estado de chaveamento do Inversor (i)
1	$i = \begin{cases} K & \text{se } K \leq 6 \\ K-6 & \text{se } K > 6 \end{cases}$
-1	$i = \begin{cases} K & \text{se } K > 0 \\ K+6 & \text{se } K \leq 0 \end{cases}$
0	$i = 0 \text{ ou } 7$

As variáveis Φ e Γ possuem a informação sobre a ação de controle estabelecida pelos controladores de histerese de fluxo e de torque eletromagnético, respectivamente. A variável auxiliar K determina o estado final de chaveamento i ou seja, estabelece o vetor tensão a ser aplicado. Os valores de Φ e Γ , de acordo com o trabalho de Takahashi, são determinados de acordo com as Equações (2.32), (2.33) e (2.34).

$$\Phi = \begin{cases} 0 & \text{se } |\bar{\lambda}_s| < \lambda_s^* - \Delta\varphi_s \\ 1 & \text{se } |\bar{\lambda}_s| > \lambda_s^* + \Delta\varphi_s \end{cases} \quad (2.32)$$

- Para o sentido anti-horário de rotação do vetor $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$:

$$\Gamma = \begin{cases} 1 & \text{se } T \leq T^* - \Delta T_e \\ 0 & \text{se } T \geq T^* + \Delta T_e \end{cases} \quad (2.33)$$

- Para o sentido horário de rotação do vetor $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$:

$$\Gamma = \begin{cases} -1 & \text{se } T \geq T^* + \Delta T_e \\ 0 & \text{se } T \leq T^* - \Delta T_e \end{cases} \quad (2.34)$$

Como exemplo de como é feita a seleção do vetor de chaveamento, suponhamos que o vetor fluxo concatenado de estator $\bar{\lambda}_s$, girando no sentido anti-horário, esteja situado no setor 6 ($N=6$) e que, neste instante, $|\bar{\lambda}_s| < \lambda_s^* - \Delta\varphi_s$ e $T \leq T^* - \Delta T_e$. Conclui-se a partir da Equação (2.32) que $\Phi=0$ e pela Equação (2.33) que $\Gamma=1$. Assim, utilizando a Tabela 2.5-I obtém-se: $K=N+1=6+1=7$; e, utilizando a Tabela 2.5-II obtém-se o estado de chaveamento do inversor: $i=K-6=7-6=1$ ou seja, o vetor de chaveamento a ser aplicado é o vetor $\bar{v}_1$. Este vetor ficará aplicado durante o período estabelecido da rotina de controle em seguida, após a nova análise dos valores das variáveis Φ e Γ , o mesmo será substituído, ou não, por um novo vetor de chaveamento.

2.5.1 Resultados de Simulação

O esquema de controle direto de torque proposto por Takahashi [4] foi testado em simulação através do Simulink (Matlab 5.3) para o motor cujos parâmetros estão apresentados no Apêndice A. Para que os testes de simulação realizados possam ser comparados com os testes experimentais que serão apresentados na Seção 2.5.2, o valor do fluxo de referência de estator adotado (0.389 Wb) é igual a 50% do fluxo nominal de estator. Este valor foi adotado, pois a máxima tensão de alimentação do inversor que pode ser alcançada é aproximadamente 50% do valor necessário para a obtenção da tensão nominal do motor considerando que o mesmo esteja sendo alimentado em conexão estrela. Também, por este motivo, o torque de referência T^* máximo exigido na condição de regime será de no máximo de 50% do valor do torque nominal do motor. O passo adotado nos testes de simulação é de 200×10^{-6} s que representa uma frequência de controle de 5 kHz, mesmo valor adotado nos testes experimentais. Para as bandas de fluxo e torque serão adotadas larguras iguais a zero de maneira que a frequência do chaveamento é igual a frequência do controle e, assim obtém-se nos testes o menor “ripple” possível para o torque eletromagnético.

No primeiro teste de simulação (Figuras 2.13 e 2.14), o torque de referência T^* varia alternadamente de -6 a $+6$ Nm com o motor de indução em vazio. Pode ser observado na Figura 2.13(a) que o torque eletromagnético responde rapidamente às variações exigidas do torque de referência T^* , sendo o seu valor médio aproximadamente igual ao torque de referência de maneira que a resposta de velocidade mecânica (Figura 2.13(b)) obtida está dentro do esperado. Na Figura 2.14(a) é mostrado o comportamento do módulo do fluxo de estator que oscila entre o valor do fluxo de referência e sofre reduções no seu valor durante as variações do torque de referência para em seguida, oscilar novamente em torno do valor do fluxo de referência. Esta diminuição do módulo do fluxo de estator se deve pela aplicação de vetores não-ativos estabelecidos de maneira a corrigir o valor do torque eletromagnético frente ao novo valor do torque de referência. O comportamento da tensão entre duas fases do motor é apresentado na Figura 2.14(b); observa-se que o seu valor de pico, igual a 190 volts, está de acordo com o nível de tensão DC estabelecido $((2/3) \times 190V)$ na simulação [5].

Na Figura (2.15) são apresentados os resultados do teste de simulação do DTC-Takahashi com o torque de referência T^* variando alternadamente de -6 a $+6$ Nm, dentro de um período de 1 segundo e com o motor de indução em vazio. Pode ser observado que o torque eletromagnético, a partir de determinado nível de velocidade mecânica, passa a oscilar em torno do valor do torque de carga e não mais do valor do torque de referência; isto se deve ao fato da velocidade ter atingido o nível máximo para a tensão DC de alimentação e fluxo de referência de estator estabelecidos. Observa-se também, que o torque eletromagnético possui elevado “ripple” quando ocorre a variação do torque de referência até a inversão da velocidade mecânica; a razão disto se deve ao fato da aplicação de vetores nulos na presença de uma elevada tensão de velocidade que provoca elevada corrente de estator. Para minimizar este efeito, S. Silva [15] propôs a aplicação desses vetores ativos no lugar de vetores nulos até a inversão da velocidade mecânica no DTC_Takahashi [4,21]. A Figura (2.16) apresenta os resultados de simulação considerando essa mudança na estratégia de chaveamento e como pode ser observado, ocorre significativa diminuição na dispersão do torque eletromagnético δ definido por:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \left(\frac{T}{T_0} - 1 \right)^2 dt}$$

na qual, τ é o período da fundamental, T é o torque eletromagnético e T_0 é o Torque médio.

As Figuras 2.17 e 2.18 apresentam os resultados de simulação do teste de resposta à velocidade de referência ω_m^* variando suavemente de -900 a $+900$ rpm, num intervalo de 360 ms e com o motor de indução em vazio. Neste teste, o regulador PI gera o torque de referência T^* a partir do erro entre a velocidade de referência ω_m^* e a velocidade mecânica do motor ω_m . Pode ser observado na Figura 2.17(a) que a velocidade mecânica responde às exigências de variação estabelecidas pela velocidade de referência. Novamente observa-se elevado “ripple” de torque eletromagnético até a inversão da velocidade mecânica, porém o valor médio do torque eletromagnético durante todo o período de inversão da velocidade mecânica mantém-se aproximadamente constante. Os comportamentos da corrente de estator da fase A e dos fluxos $\alpha\beta$

de estator são apresentados na Figura 2.18, os quais se comportam dentro do esperado.

A Figura 2.19 apresenta os resultados de simulação do teste de variação do torque de carga considerando uma velocidade de referência constante e igual a 600 rpm. Pode-se observar que ao variar o Torque de Carga T_c de 6 a 0 Nm, a velocidade mecânica ω_m imediatamente cresce e retorna ao valor da velocidade de referência após alguns instantes. De maneira análoga, ao variar o Torque de Carga T_c de 0 a 6 Nm, a velocidade mecânica decresce e após alguns instantes retorna ao valor da velocidade de referência. Os parâmetros do regulador PI de velocidade foram escolhidos de maneira a minimizar significativos aumentos no valor do torque de referência T^* dentro da melhor regulação de velocidade possível. Uma maior dispersão do torque eletromagnético ocorre para valores mais reduzidos de torque eletromagnético e isto se justifica por uma maior capacidade de variação de torque nesta condição de operação, conforme foi apresentado na Seção 2.3.

A Figura 2.20(a) apresenta o comportamento do torque eletromagnético no teste de reversão do torque de referência para três diferentes larguras de banda de histerese de torque (ΔT_e) mantendo sempre igual a zero largura da banda de histerese de fluxo. Até o instante de 0.16s, a largura da banda de histerese de torque é zero, de 0.16s até 0.32s a largura é 1.2 Nm e a partir deste instante, a largura passa a ser 2.4 Nm. O aumento na dispersão do torque eletromagnético associa-se a uma menor frequência de chaveamento e a uma maior distorção harmônica de corrente (TDH-“Total Harmonic Distortion factor”) e isto ocorre à medida que a largura da banda de histerese de torque for aumentada. Este critério de avaliação de desempenho é definido por:

$$THD = \sqrt{\frac{I^2 - I_1^2}{I_1^2}}$$

na qual, I é o valor RMS da corrente de estator do motor e I_1 é o valor RMS do componente fundamental da corrente do motor. Para a determinação do componente fundamental da corrente foi utilizado o Filtro de Notch [22].

A Figura 2.20(b) apresenta o comportamento do torque eletromagnético no teste de reversão do torque de referência para três diferentes larguras de banda de histerese de fluxo ($\Delta\phi_s$) mantendo sempre igual a zero a largura da banda de histerese de torque (ΔT_e). Até o instante de 0.16s a largura banda de histerese de fluxo é zero, de 0.16s até 0.32s a largura é $0.03 \times 0.389 \text{ Wb}$ e a partir deste instante, a largura passa a ser $0.06 \times 0.389 \text{ Wb}$. Apesar da dispersão do torque eletromagnético não ter aumentado significativamente, ocorre um significativo aumento na distorção harmônica de corrente à medida que a largura da banda de histerese de fluxo é aumentada.

Para uma melhor análise dos efeitos da largura das bandas de histerese de fluxo e torque na corrente do motor, o THD da corrente do motor foi avaliado na seguinte condição de operação:- Velocidade do motor: 900 rpm (mantida aproximadamente constante através de regulador PI), torque de carga: 6 Nm (50% do torque de carga nominal), fluxo de referência λ^* : 50% do fluxo nominal (0.389Wb) e passo de simulação de 2×10^{-4} s. A Figura 2.21 apresenta correntes de estator na condição de regime para 24 diferentes condições de larguras das bandas de histerese de fluxo e torque. Pode ser observado que as correntes tornam-se mais distorcidas à medida que as larguras das bandas de histerese de torque e de fluxo são aumentadas e são mais fortemente afetadas pela largura da banda de histerese de fluxo. A Figura 2.22 apresenta os fatores de distorção harmônica (THD) da corrente de estator como função da banda de histerese de fluxo para diferentes larguras das bandas de histerese de torque para esta condição de operação comprovando que o aumento da largura da banda de histerese de fluxo influencia fortemente no aumento do THD.

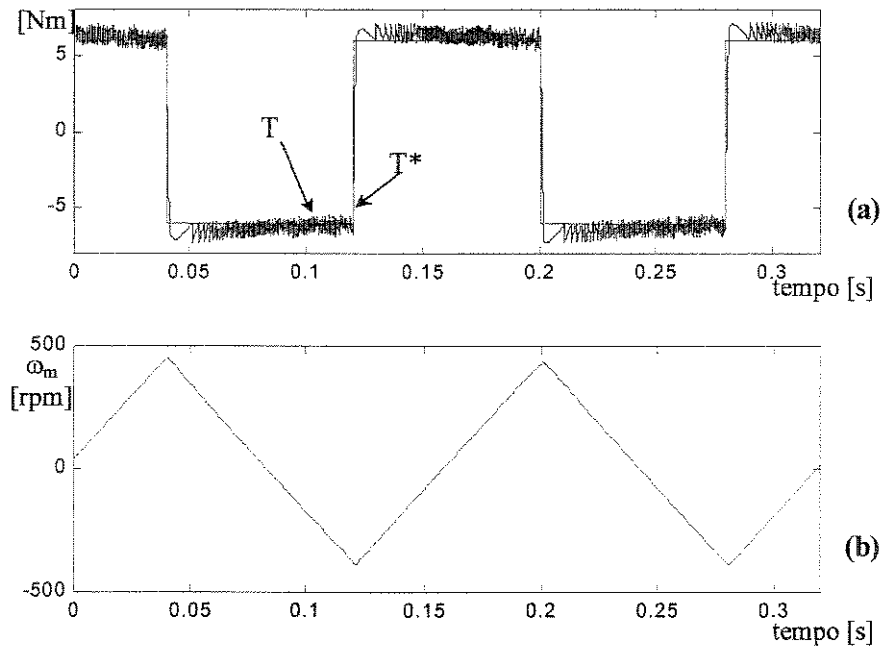


Figura 2.13 Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi)
 (a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T
 (b) Velocidade Mecânica ω_m

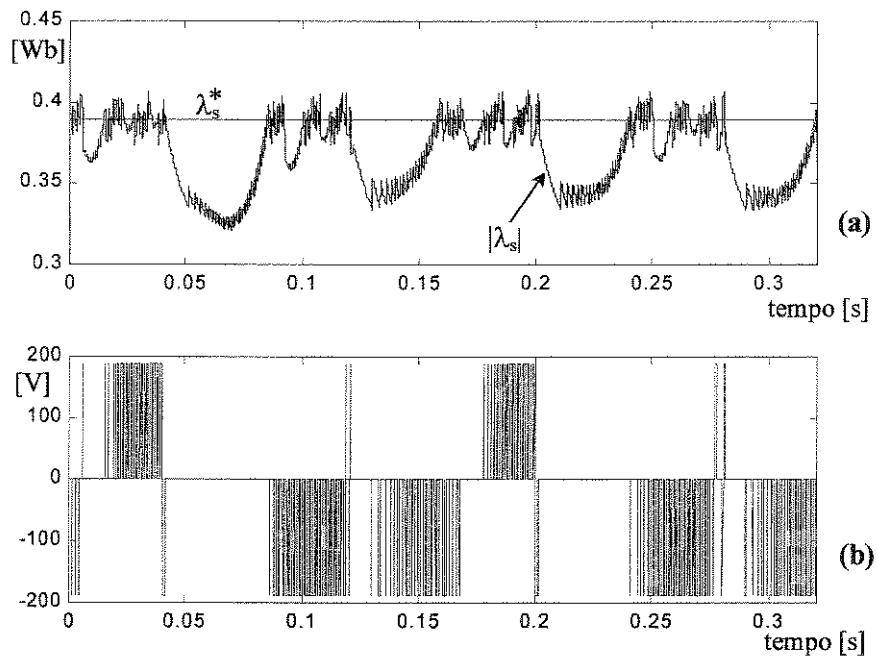


Figura 2.14 Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi)
 (a) Módulo do Fluxo de Estator λ_s
 (b) Tensão de Linha

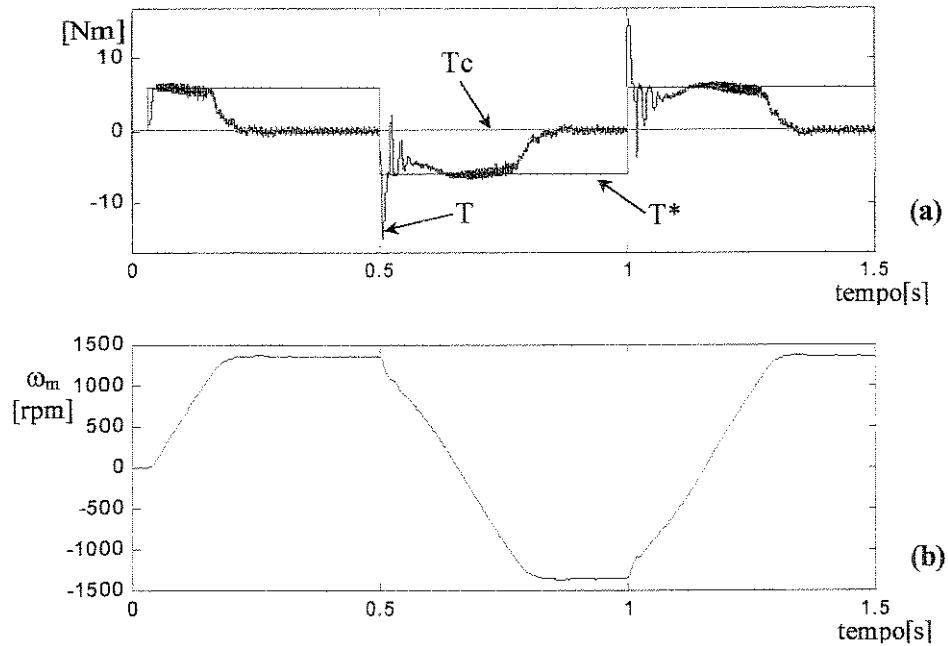


Figura 2.15 Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi)
 (a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T
 (b) Velocidade Mecânica ω_m

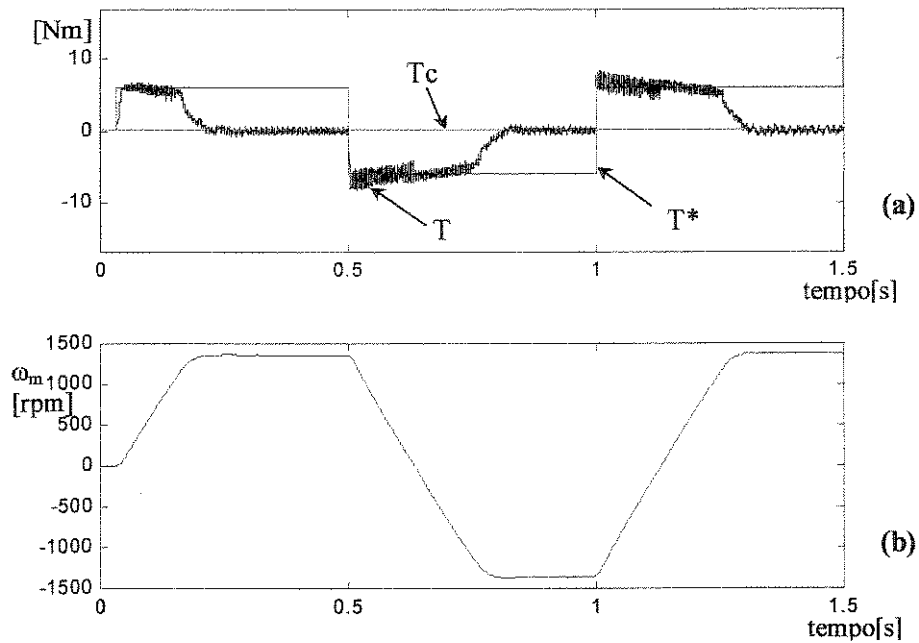


Figura 2.16 Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi Modificado)
 (a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T
 (b) Velocidade Mecânica ω_m

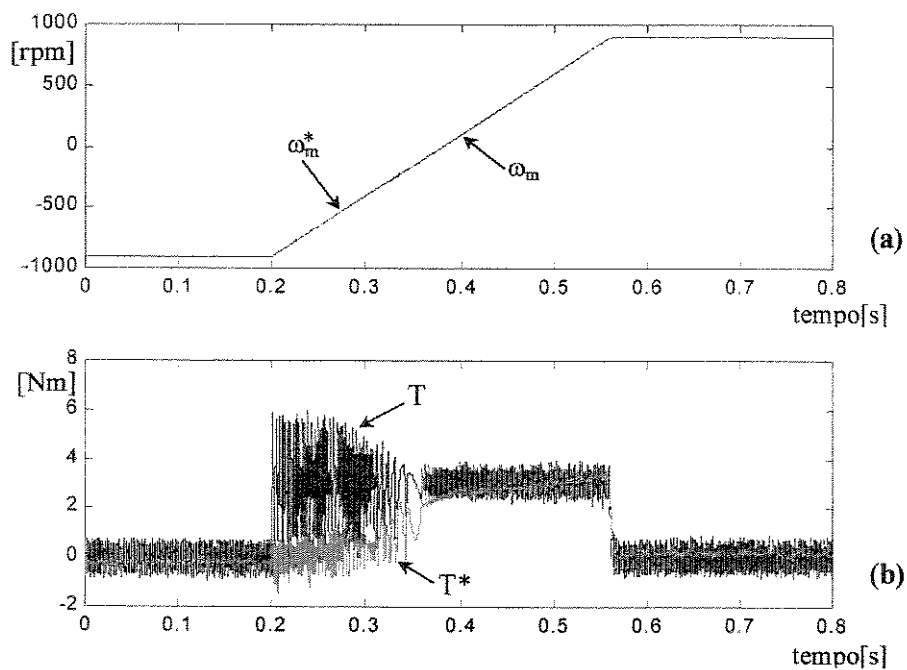


Figura 2.17 Teste de Resposta a Velocidade de Referência (DTC-Takahashi)

- (a) Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*
 (b) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T

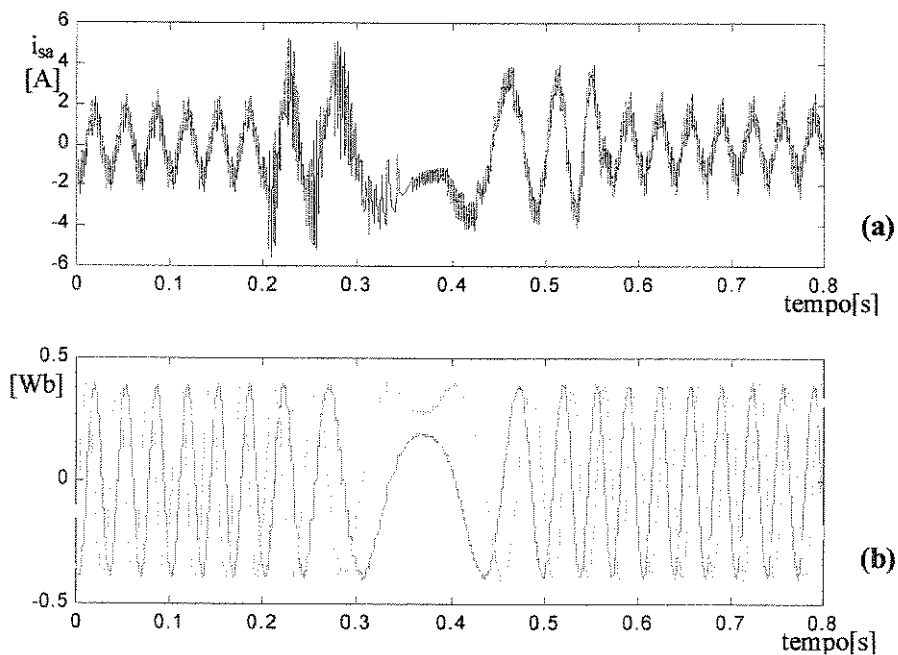


Figura 2.18 Teste de Resposta a Velocidade de Referência (DTC-Takahashi)

- (a) Corrente de Estator i_{sa}
 (b) Fluxos $\alpha\beta$ de Estator λ_{sa} e λ_{sb}

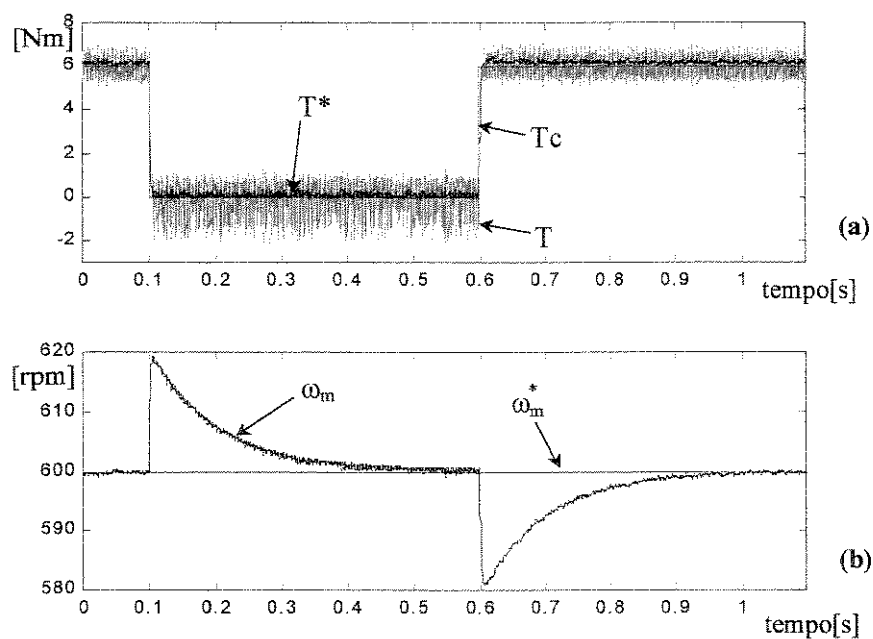


Figura 2.19 Variação do Torque de Carga (DTC-Takahashi)
 (a) Torques: Carga T_c , Eletromagnético T e de Referência T^*
 (b) Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*

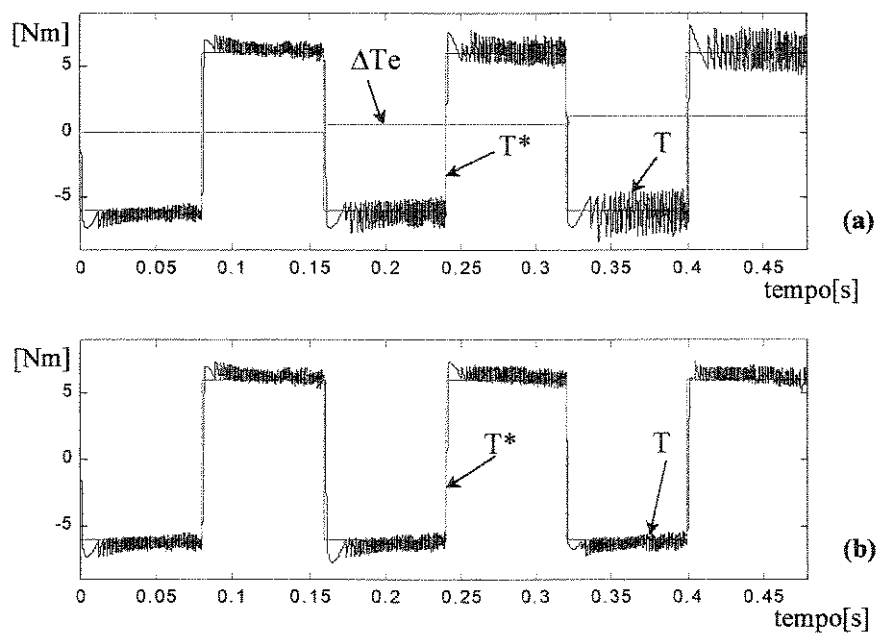


Figura 2.20 Comportamento do Torque Eletromagnético no Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi)
 (a) Para diferentes larguras da Banda de Histerese de Torque
 (b) Para diferentes larguras da Banda de Histerese de Fluxo

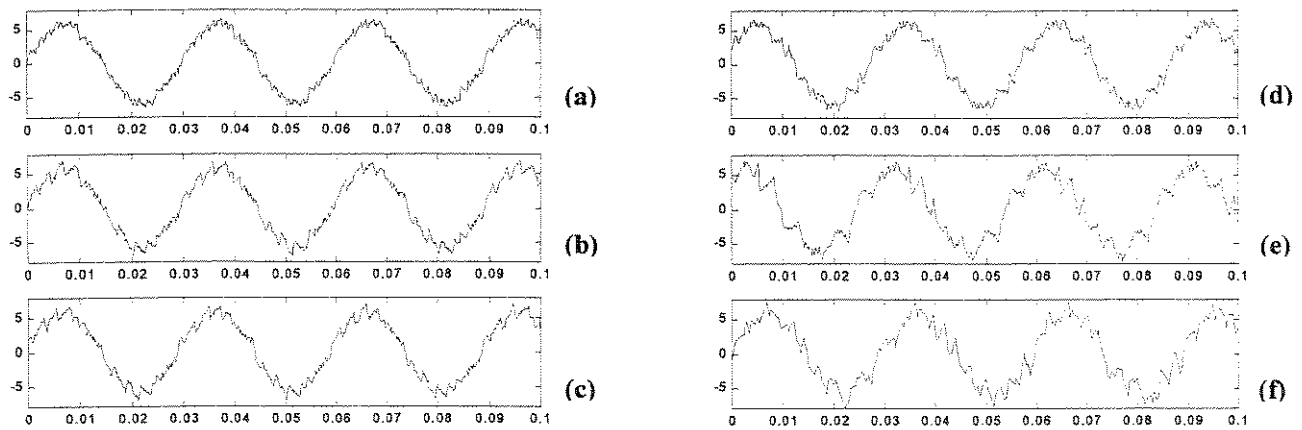


Figura 2.21 Correntes de Estator i_{sa} [A] - Torque de Carga=6 Nm e Velocidade de Referência=900 rpm

- (a) $\Delta T_e/T_c = 0$ e $\Delta \phi_s/\lambda^* = 0$ (d) $\Delta T_e/T_c = 0$ e $\Delta \phi_s/\lambda^* = 0.03$
 (b) $\Delta T_e/T_c = 0.1$ e $\Delta \phi_s/\lambda^* = 0$ (e) $\Delta T_e/T_c = 0$ e $\Delta \phi_s/\lambda^* = 0.07$
 (c) $\Delta T_e/T_c = 0.2$ e $\Delta \phi_s/\lambda^* = 0$ (f) $\Delta T_e/T_c = 0.1$ e $\Delta \phi_s/\lambda^* = 0.07$

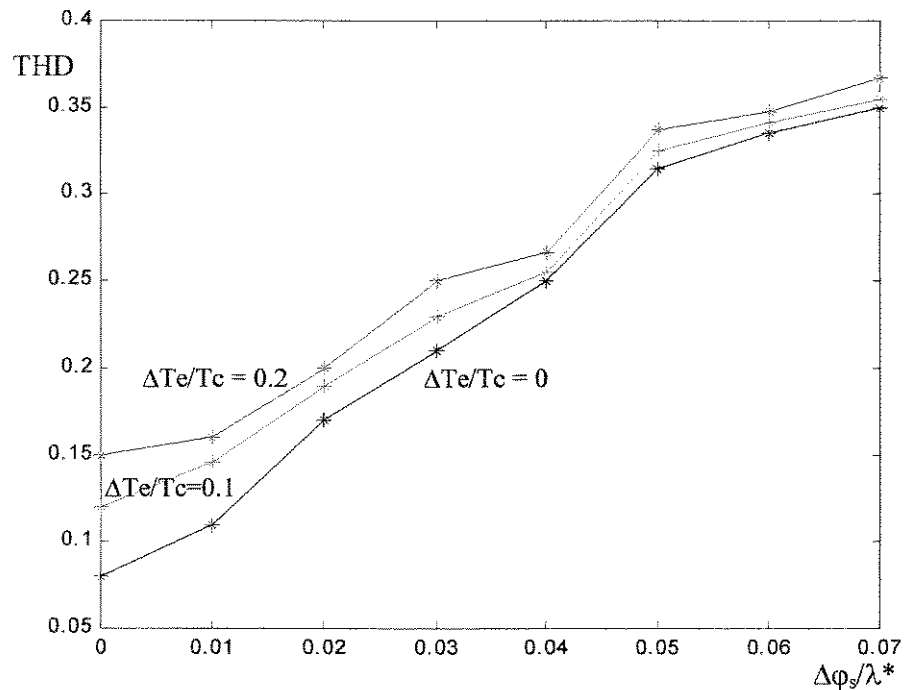


Figura 2.22 Fatores de Distorção Harmônica (THD) para diferentes larguras das Bandas de Histerese Fluxo e de Torque (DTC-Takahashi) (Torque de Carga=6 Nm e Velocidade de Referência=900 rpm)

2.5.2 Resultados Experimentais

O esquema de DTC-Takahashi foi testado experimentalmente para o motor cujos parâmetros estão apresentados no Apêndice A. A descrição da montagem experimental, que opera a uma frequência de controle, aquisição de sinais e algoritmo de chaveamento igual a 5 kHz, juntamente com detalhes da implementação são apresentados no Apêndice C; a listagem comentada do programa está apresentada no Apêndice D.

A tensão máxima de entrada do retificador trifásico que alimenta o barramento DC do inversor é 220 V e por este motivo não foi possível alimentar o M.I. sob testes com a sua tensão nominal de 380 V (ligação Y). Nos testes experimentais, o valor do fluxo de referência de estator adotado é igual a 50% do fluxo nominal e o torque de referência T^* máximo exigido na condição de regime é de no máximo 50% do valor do torque nominal para que não ocorresse sobrecorrente. Os resultados obtidos não foram comprometidos devido a esta redução de tensão, pois o importante era observar a capacidade do controle na regulação da velocidade e a rapidez de resposta ao torque de referência para a tensão estabelecida. A apresentação dos resultados está dividida nas seis partes seguintes: 1) *Variação da Largura da Banda de Histerese de Fluxo*; 2) *Capacidade de Resposta à Variação do Torque de Referência*; 3) *Teste de Aceleração e Desaceleração*; 4) *Comportamento do Torque Eletromagnético*; 5) *Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência*; 6) *Regulação da Velocidade com a Variação do Torque de Carga*.

➔ ***Variação da Largura da Banda de Histerese de Fluxo:*** O motor é alimentado em vazio e adota-se valor de torque de referência constante e de módulo suficientemente elevado para vencer a inércia do motor. Para este teste, são consideradas duas larguras diferentes de banda de histerese de fluxo de estator: os resultados considerando largura de banda de histerese de fluxo igual a zero são apresentados nas Figuras 2.23(a,b,c); os resultados considerando largura percentual de banda de histerese de fluxo igual a 7% do fluxo de referência são mostrados nas Figuras 2.23(d,e,f). Pode ser observado na Figura 2.23(d) que o vetor espacial do fluxo concatenado de estator descreve trajetória hexagonal e esta mesma trajetória é a que se obtém no controle DSC. O número de chaveamento torna-se bastante reduzido pois, para descrever um ciclo são necessários (em condições ideais) unicamente seis vetores de tensão ativos associados com os vetores nulos estabelecidos pelo controle do torque eletromagnético. Porém, associa-se a isto, correntes de estator, mostradas na Figura 2.23(f), que apresentam elevado fator de distorção harmônica.

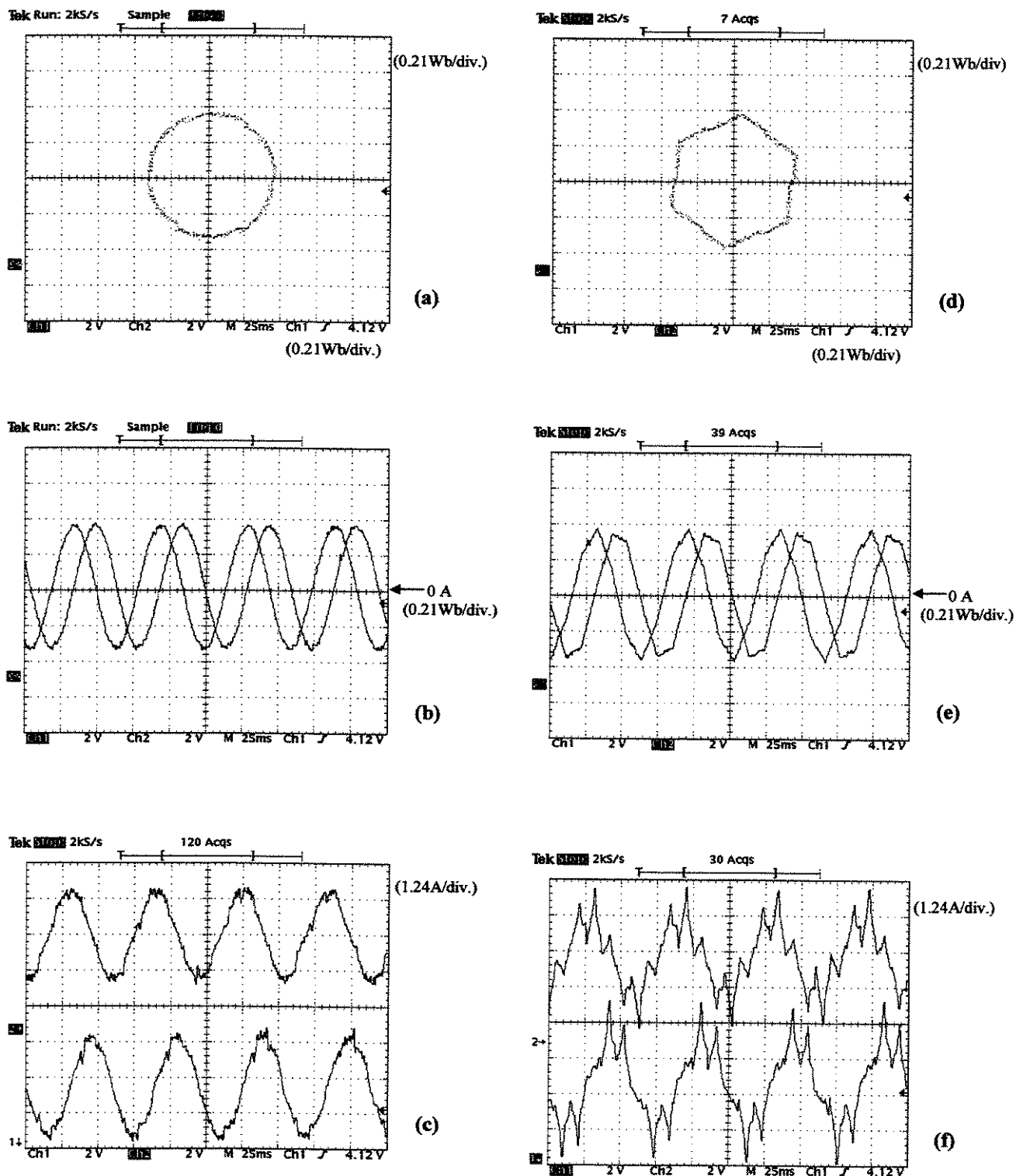


Figura 2.23 Fluxo α versus Fluxo β (a,d); Fluxos α e β (b,e); Correntes de estator i_{sa} e i_{sb} (c,f)

(a,b,c) - $\Delta T_e = 0$, $\Delta \varphi_s = 0.0$, $\lambda_s^* = 0.389\text{ Wb}$

(d,e,f) - $\Delta T_e = 0$, $\Delta \varphi_s / \lambda_s^* = 0.07$, $\lambda_s^* = 0.389\text{ Wb}$

➔ **Capacidade de Resposta à Variação do Torque de Referência:** Os resultados do teste de reversão do torque de referência são apresentados na Figura 2.24. O torque de referência T^* varia alternadamente de -3 a $+3$ Nm, dentro de um período de 160ms. As larguras das bandas de histerese de fluxo e de torque são iguais a zero para que ocorra a mínima dispersão de torque eletromagnético possível. Pode ser observado nesta figura, que os comportamentos do torque eletromagnético, da velocidade mecânica e do módulo do fluxo de estator estão dentro do esperado. Observa-se, que o torque eletromagnético varia de -3 a $+3$ Nm em aproximadamente 7 ms, e este valor está dentro do esperado [4] considerando que o motor está operando com 50% do fluxo de referência nominal de estator. O módulo do fluxo de estator oscila entre o valor do fluxo de referência e sofre pequenas reduções no seu valor durante as variações do torque de referência para em seguida oscilar novamente em torno do valor do fluxo de referência. Isto se deve pela aplicação de vetores não-ativos estabelecidos de maneira a corrigir o valor do torque eletromagnético (em prioridade em relação ao valor módulo do fluxo de estator) frente ao valor do torque de referência.

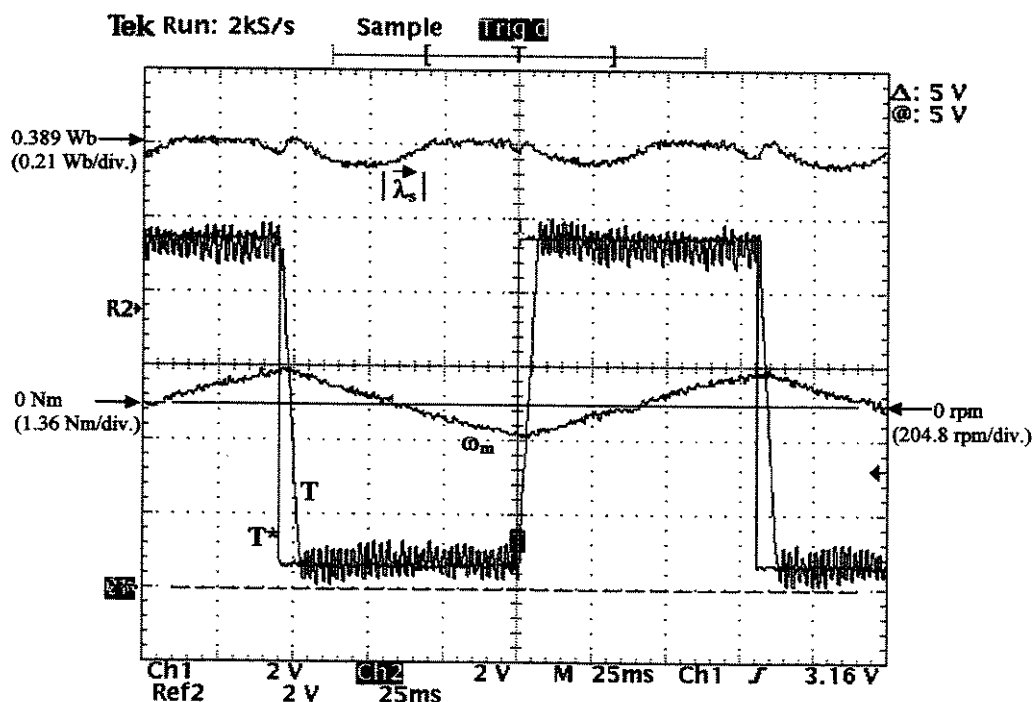


Figura 2.24 Teste de Reversão do Torque de Referência ($\Delta T_e = 0$, $\Delta \phi_s = 0.0$)

- Torque de Referência T^* e Eletromagnético T
- Velocidade Mecânica ω_m e Módulo do Fluxo de Estator $|\vec{\lambda}_s|$

→ **Teste de Aceleração e Desaceleração:** Os resultados do teste de aceleração e desaceleração são apresentados na Figura 2.25. A velocidade de referência varia linearmente de +900 a -900 rpm e de -900 a +900 rpm dentro de um período total de 3 segundos. Os parâmetros do regulador PI são estabelecidos de maneira a permitir o melhor rastreamento associado com a menor dispersão possível do torque eletromagnético. Como pode ser observado, obteve-se satisfatório rastreamento por parte da velocidade mecânica associada a uma baixa dispersão do torque eletromagnético. Observa-se que durante o intervalo onde ocorre valor positivo de velocidade associado a torque eletromagnético médio negativo e, durante o intervalo onde ocorre valor negativo de velocidade associado a torque eletromagnético médio positivo o “ripple” do torque eletromagnético torna-se mais pronunciado. Isto se deve, pela estratégia do DTC-Takahashi que aplica neste intervalo vetores de tensão que reduzem a tensão de velocidade, porém provocam elevados “ripples” de corrente. Pode-se também observar que durante a desaceleração o torque eletromagnético médio tem valor mais reduzido visto que, o torque de atrito age no sentido de frear o movimento.

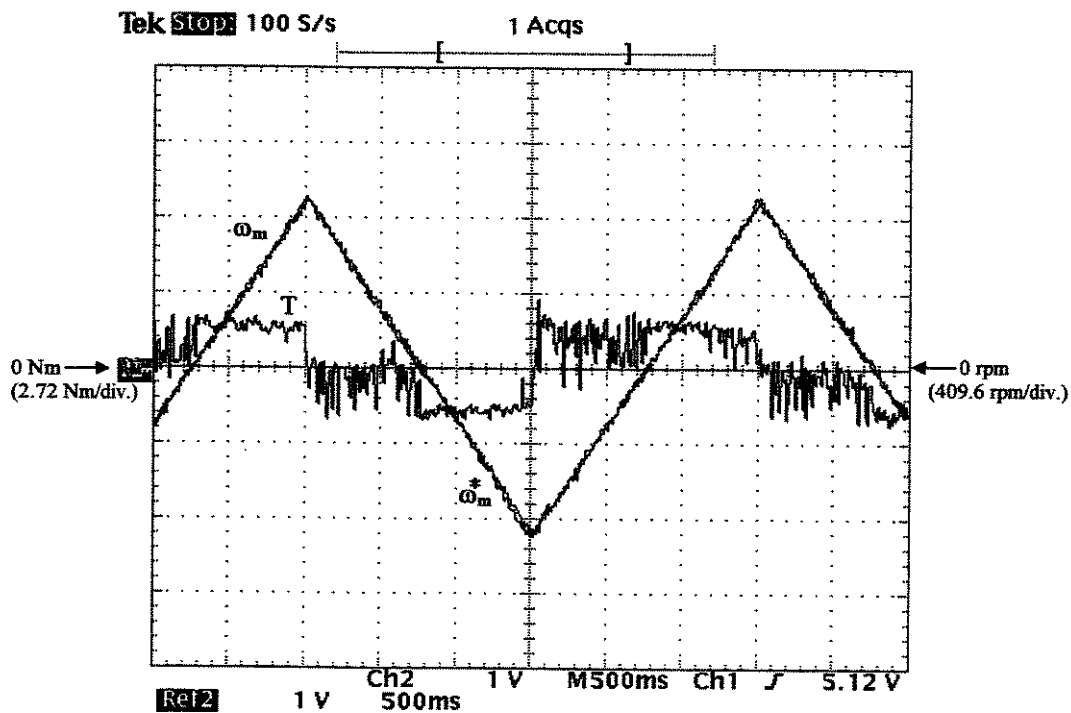


Figura 2.25 Teste de Aceleração e Desaceleração ($\Delta T_e = 0$, $\Delta \phi_s = 0.0$)

- Torque Eletromagnético T
- Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*

➔ **Comportamento do Torque Eletromagnético:** O teste de reversão do torque de referência T^* é repetido, porém agora, o mesmo varia alternadamente de -3 a $+3$ Nm, dentro de um período de 1s. Os comportamentos do torque eletromagnético T e da velocidade mecânica ω_m são mostradas na Figura 2.26. Pode-se observar que - a partir de determinado nível de velocidade mecânica - o torque eletromagnético passa a oscilar em torno do valor do torque de carga e, como o motor está em vazio, em torno do torque de atrito. Isto se deve ao fato da velocidade ter atingido o nível máximo para a tensão DC de alimentação do inversor e fluxo de referência estabelecidos, ocorrendo redução na corrente de estator e por conseguinte, no valor do torque eletromagnético gerado. Pode se observar também nesta figura que durante a reversão do torque de referência, existe elevado “ripple” do torque eletromagnético e, será tanto maior quanto maior forem os níveis estabelecidos de tensão de alimentação e fluxo de referência de estator. Isto se deve pela estratégia de chaveamento do DTC-Takahashi que escolhe vetores de tensão sem levar em consideração o sinal da velocidade mecânica.

Para minimizar este elevado “ripple” de torque eletromagnético durante as reversões do torque de referência, a estratégia do DTC-Takahashi foi modificada seguindo proposta de S. Silva [15]. Nesta proposta, a aplicação de vetores ativos é feita se a velocidade mecânica estiver em sentido contrário àquela que seria estabelecida pelo torque de referência em determinado sentido. Os comportamentos do torque eletromagnético e da velocidade mecânica (para condições idênticas de tensão de alimentação e fluxo de referência ao teste anteriormente realizado) são mostradas na Figura 2.27. Como pode ser observado nesta figura, o elevado “ripple” de torque eletromagnético T é reduzido durante as reversões do torque de referência T^* , porém uma maior dispersão em comparação ao teste anteriormente realizado (Figura 2.26) ocorre durante os intervalos onde a velocidade mecânica está em sentido contrário àquela que seria estabelecida ao torque de referência aplicado. O valor do índice de dispersão do torque eletromagnético será tanto maior quanto maior forem os valores da tensão de alimentação do inversor, do fluxo de referência de estator isto por que ocorreria uma maior capacidade de variação do torque eletromagnético (Seção 2.3); além disso, quanto maior for a largura da banda de histerese de torque eletromagnético maior será a dispersão do torque eletromagnético.

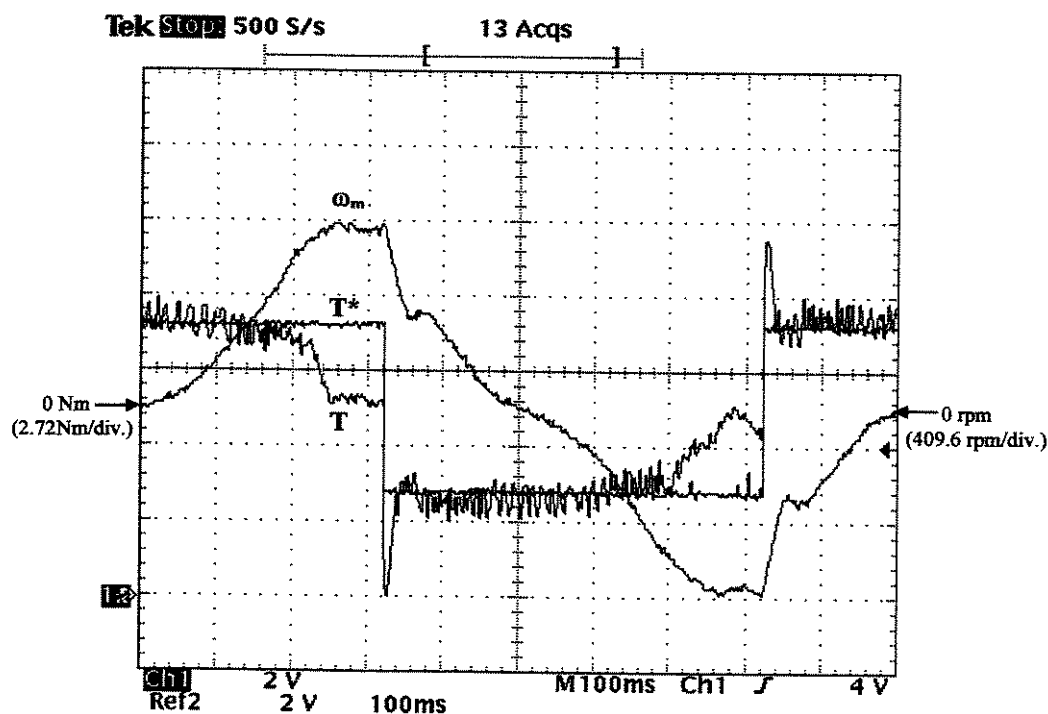


Figura 2.26 Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi)

- Torque de Referência T^* e Eletromagnético T
- Velocidade Mecânica ω_m ($\Delta T_e = 0, \Delta \varphi_s = 0$)

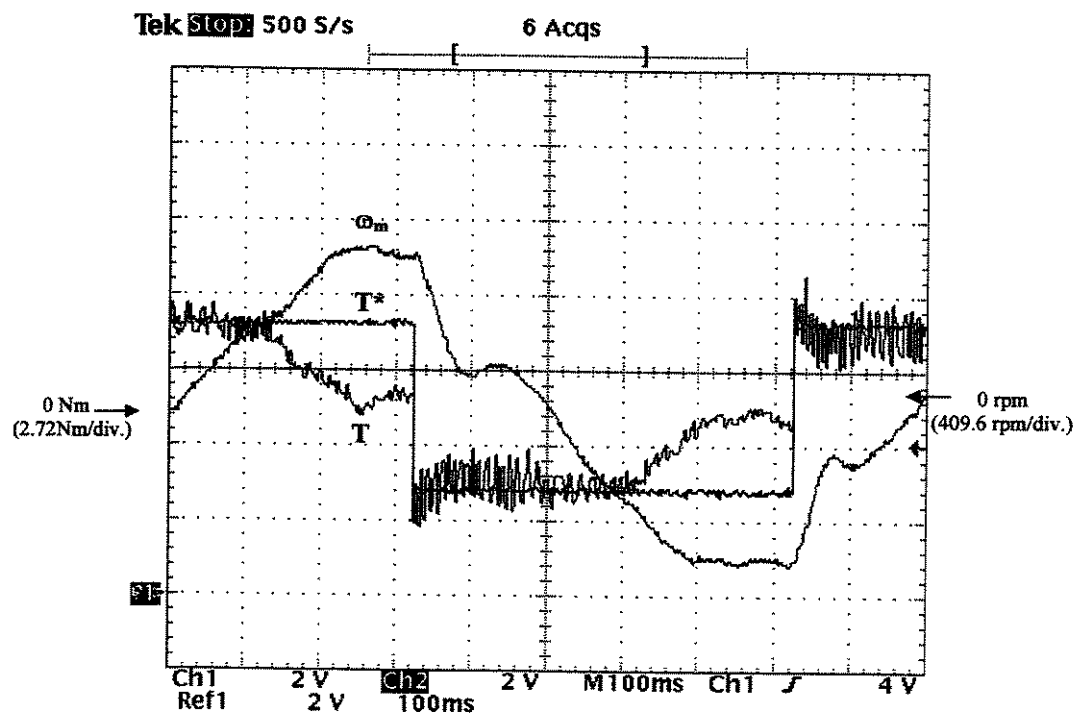


Figura 2.27 Teste de Reversão do Torque de Referência (DTC-Takahashi Modificado)

- Torque de Referência T^* e Eletromagnético T
- Velocidade Mecânica ω_m ($\Delta T_e = 0, \Delta \varphi_s = 0$)

→ **Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência:** Os resultados do teste de resposta à rampa de velocidade de referência com o motor de indução a vazio estão apresentados nas Figuras 2.28 (a,b,c,d). A velocidade de referência é mantida constante em -600 rpm e, a partir de determinado instante, cresce linearmente até atingir, em um intervalo de 330 ms, a velocidade de 600 rpm e em seguida, mantém-se constante nesta velocidade. A velocidade mecânica é controlada para seguir a velocidade de referência através de um regulador PI cujos parâmetros são estabelecidos de maneira a permitir a melhor regulação de velocidade mecânica associada com a menor dispersão possível do torque eletromagnético.

Na Figura 2.28(a) são mostradas as curvas da velocidade de referência e da velocidade mecânica e pode ser observado que a velocidade mecânica segue, razoavelmente bem, a velocidade de referência. Pequena perda de regulação da velocidade é observada na passagem por zero confirmando os problemas na partida com a utilização do DTC-Takahashi conforme também foi observado por Sayeed *et al* [13]. Este problema é solucionado completamente com a elevação do fluxo de referência de estator visto que, ocorre uma maior capacidade de variação do torque eletromagnético (Seção 2.3); outra solução seria através de ajustes no regulador PI, que provoca porém, perda de qualidade na regulação de velocidade como um todo.

Na Figura 2.28(b) é apresentada a curva do torque eletromagnético e, pode se observar um elevado “ripple” de torque durante o crescimento da velocidade de referência na parte negativa. Isto se deve pela aplicação de vetores espaciais de tensão que não reduzem a cada instante significativamente o vetor espacial de tensão de velocidade provocando desta forma, corrente com um elevado “ripple” durante este período. Para velocidades positivas em crescimento, o torque eletromagnético apresenta baixo “ripple”, porém com um valor de torque médio elevado para permitir a aceleração do motor.

Na Figura 2.28(c) é apresentado o comportamento da corrente filtrada de uma das fases do estator que representa a média aritmética das últimas quatro amostras de corrente adquiridas pelo conversor A/D. Pode se observar que, apesar da filtragem desta corrente, a mesma possui baixa distorção harmônica na condição de regime permanente. O “ripple” nesta corrente e a sua elevada magnitude durante o transitório da velocidade de referência estão dentro do esperado.

Na Figura 2.28(d) são mostradas as curvas dos fluxos de estator alfa e beta; pode ser observado que o comportamento das mesmas se apresentam dentro do esperado.

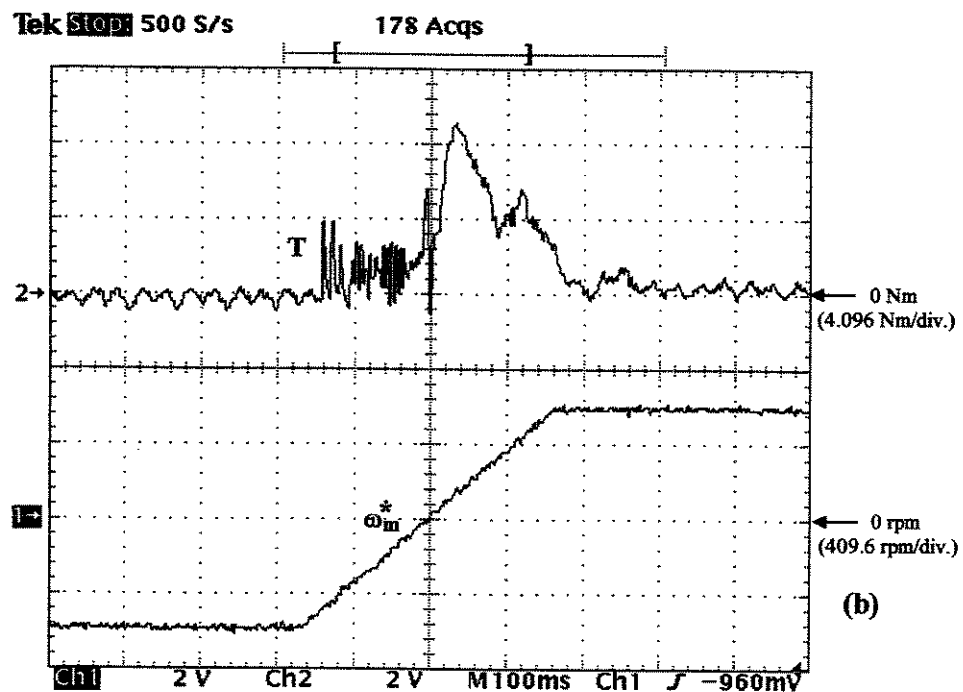
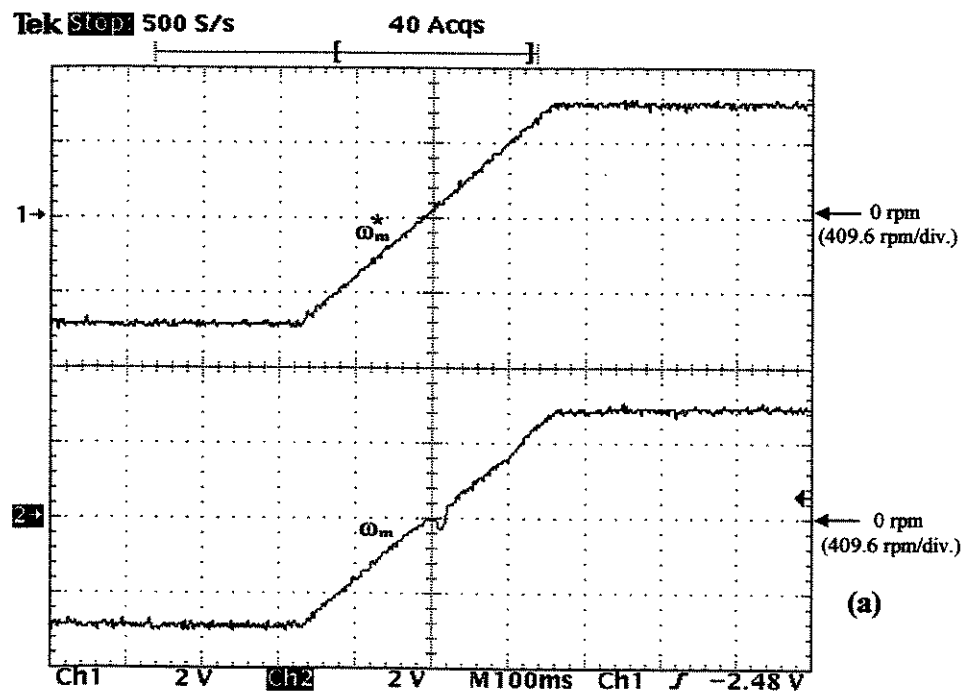


Figura 2.28 Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência

(a) Velocidade de Referência ω_m^* e Velocidade mecânica ω_m

(b) Torque Eletromagnético T e Velocidade de Referência ω_m^*

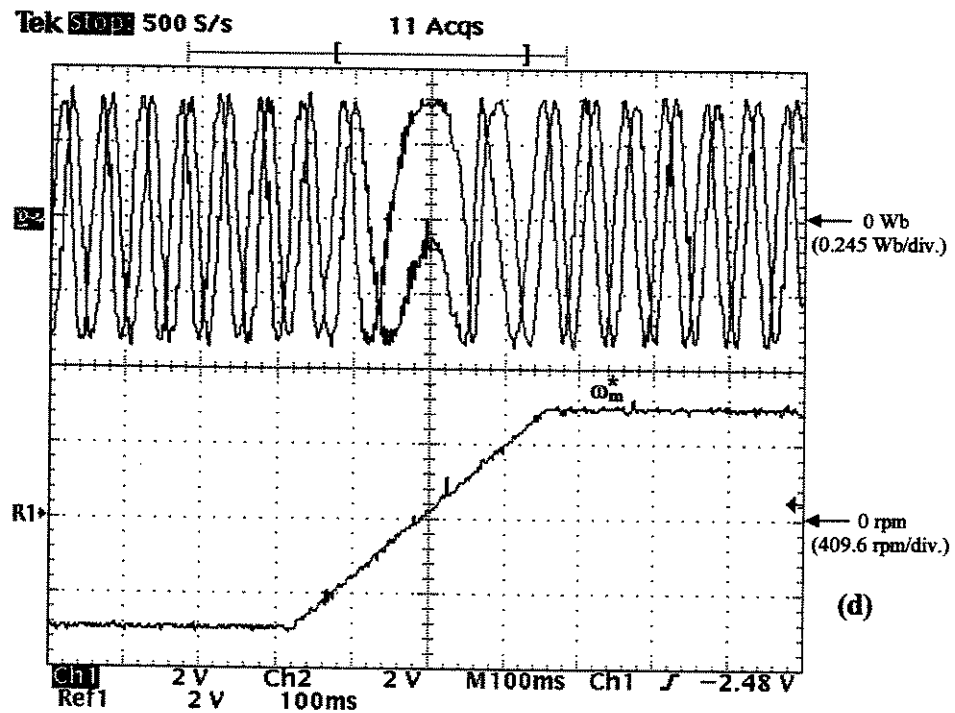
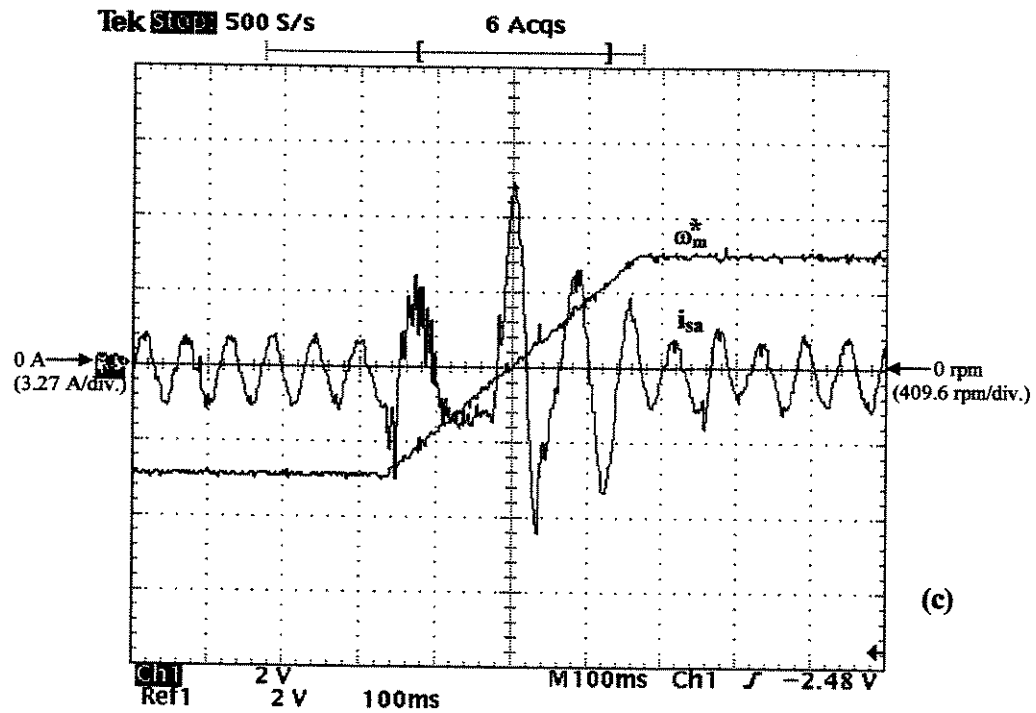


Figura 2.28 Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência

(c) Corrente de Estator i_{sa} e Velocidade de Referência ω_m^*

(d) Fluxos de Estator α e β e Velocidade de Referência ω_m^*

→ **Regulação da Velocidade com a Variação do Torque de Carga:** Neste teste, a velocidade mecânica é regulada em 600 rpm através de um controlador PI que estabelece, a partir do erro de velocidade, o valor do torque de referência T^* necessário. Os parâmetros do controlador PI são estabelecidos de maneira a permitir a melhor regulação de velocidade possível associada com a mínima dispersão do torque eletromagnético. O torque de carga sofre variações da condição de torque atrito (motor em vazio) até a condição de aproximadamente 5 Nm e vice-versa.

Vale salientar que, as variações no torque de carga do motor de indução foram obtidas através de variações na carga do gerador de corrente contínua acoplado ao motor de indução. Esse sistema apresenta algumas limitações tais como: 1) a taxa de variação do torque está associada à taxa de variação da corrente de armadura do gerador CC, ou seja a indutância do gerador CC limita a capacidade de variação da corrente impedindo bruscas variações na potência gerada e, conseqüentemente, do torque no eixo; 2) como a carga do gerador é uma carga passiva, a potência dissipada na mesma depende da tensão aplicada em seus terminais desta forma, perturbações na velocidade refletem-se em perturbações no torque do eixo.

Os resultados deste teste estão apresentados nas Figuras 2.29(a,b) embora, cada uma das figuras represente testes de aplicação e retirada de carga em instantes diferentes. Pode se observar na Figura 2.29(a) que ocorre uma razoável regulação de velocidade dentro de um intervalo de aproximadamente 1 segundo. Uma regulação mais rápida pode ser conseguida através dos ajustes dos coeficientes do PI, porém associa-se a isto uma maior variação nos valores do torque de referência e por conseguinte, em uma maior dispersão no torque eletromagnético gerado. Na Figura 2.29(b) são apresentados os comportamentos do torque eletromagnético e do torque de referência, mostrando a atuação do controle DTC-Takahashi a partir de torque de referência estabelecido pelo controlador PI de velocidade. Observa-se, dentro do esperado, que o valor médio do torque eletromagnético é igual a soma do torque de atrito mais o torque de carga e que o torque de referência baliza o torque eletromagnético gerado de acordo com a estratégia do DTC-Takahashi.

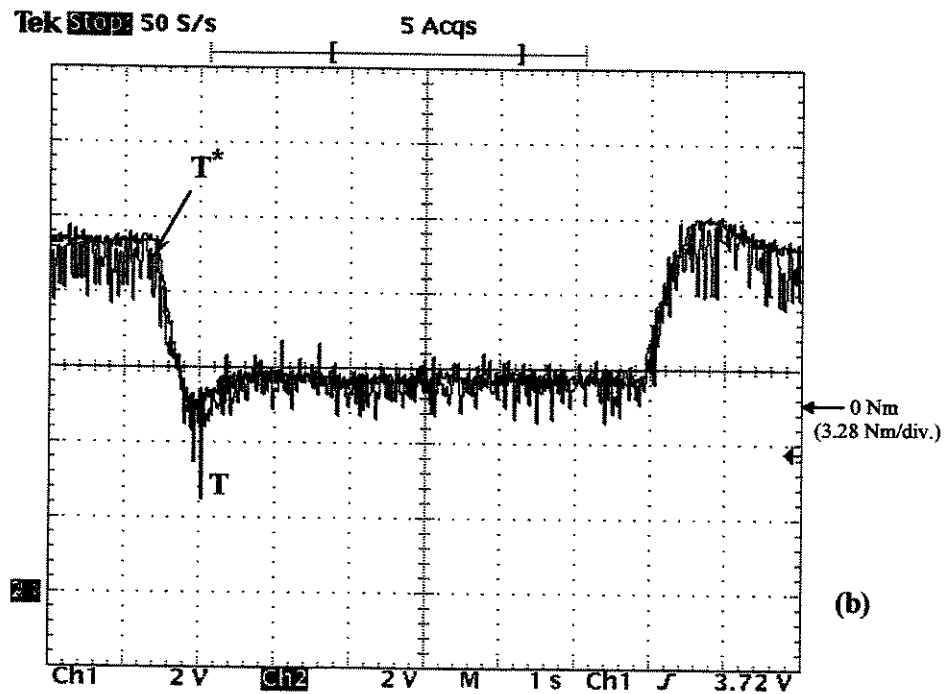
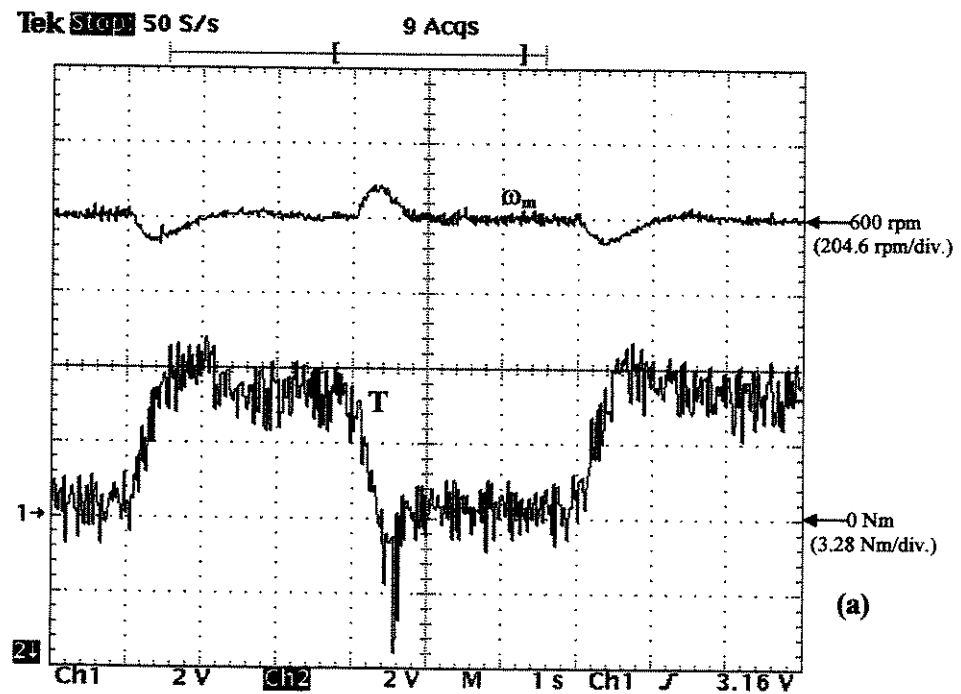


Figura 2.29 Teste de Regulação da Velocidade com a Variação do Torque de Carga

(a) Velocidade mecânica ω_m e Torque Eletromagnético T

(b) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T

2.6 Nova Proposta de um Controlador Fuzzy para o Controle Direto de Torque

Lins, Z. *et al* [23] elaboraram um novo esquema de controle direto de torque com frequência de chaveamento constante. Este esquema DTC que possui uma Nova Proposta de Controlador fuzzy (DTC-NPCfuzzy) e se utiliza da técnica de modulação por vetores espaciais [8,9] está apresentado na Figura 2.30. As variáveis de entrada do controlador fuzzy são os erros do módulo do fluxo de estator ε_{λ_s} e de torque eletromagnético ε_T , enquanto as variáveis de saída são o índice de modulação m e o incremento do ângulo do fluxo de estator $\Delta\theta_{\lambda_s}$.

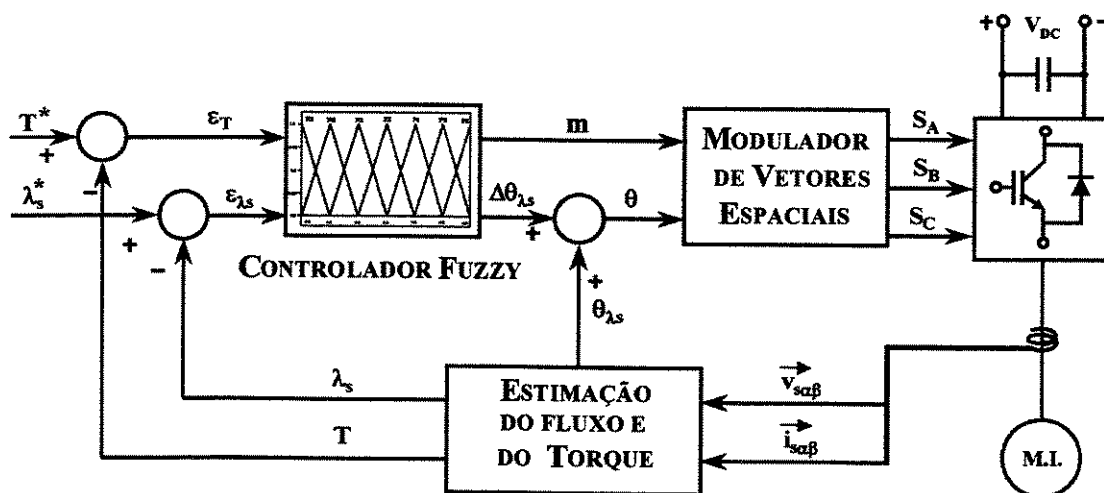


Figura 2.30 Esquemático do acionamento DTC-NPCfuzzy

Cinco funções de pertinência [6] são definidas para cada uma das variáveis de entrada, conforme apresentado na Figura 2.31(a). O universo do índice de modulação m é também dividido em cinco funções de pertinência, conforme apresentado na Figura 2.31(b), e varia no intervalo de $0 < m < 0.907$, para a condição de operação linear de acordo com o exposto no Apêndice B. Os termos lingüísticos de cada um dos conjuntos fuzzy são dados por: NG-Negativo Grande, NP-Negativo Pequeno, ZE-Zero, PP-Positivo Pequeno, PG-Positivo Grande. Os erros do módulo do fluxo de estator e do torque estão referidos aos seus valores referência e, por exemplo, $+0.05$ de erro de fluxo indica que o erro está 5% acima do seu valor referência.

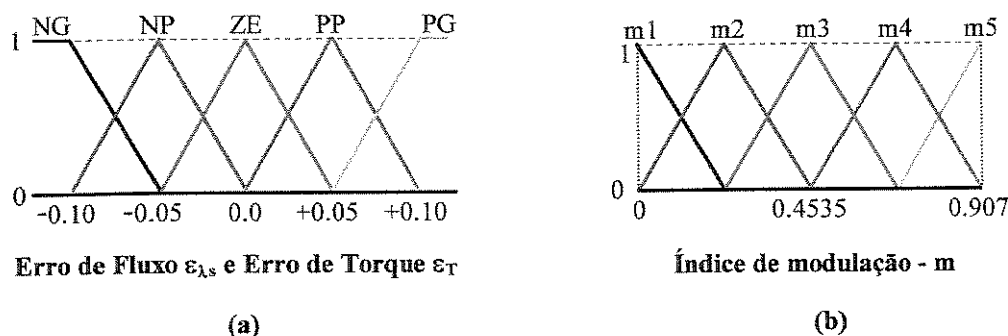


Figura 2.31 Partições e funções de pertinência das entradas (a) e da saída (b) do controlador fuzzy

O incremento do ângulo de estator está compreendido de 0 a 180 graus, dividido em 36 conjuntos fuzzy de formato triangular ($t_1, t_2, \dots, t_{36}$) para prover um bom controle no ângulo do vetor tensão de referência. São usadas 25 regras para obter o índice de modulação m e outras diferentes 25 para determinar o incremento do ângulo do fluxo de estator $\Delta\theta_{\lambda_s}$ que será somado ao ângulo espacial do vetor do fluxo concatenado de estator θ_{λ_s} para obter o ângulo do vetor tensão de referência θ . As entradas do modulador de vetores espaciais são o índice de modulação m e o ângulo do vetor tensão de referência θ .

Os conjuntos de regras que estabelecem o índice de modulação m e o incremento do ângulo do fluxo de estator $\Delta\theta_{\lambda_s}$ estão presentes na Tabela 2.6-I. As regras foram estabelecidas de maneira a minimizar os erros de torque e de fluxo e obter uma rápida resposta de torque.

Como exemplo de uma regra fuzzy do controlador elaborado, temos: SE ε_{λ_s} é Positivo Pequeno(PP) E ε_T é Negativo Grande(NG) ENTÃO as regras associadas as funções de pertinência de saída m_2 e t_{17} são ativadas.

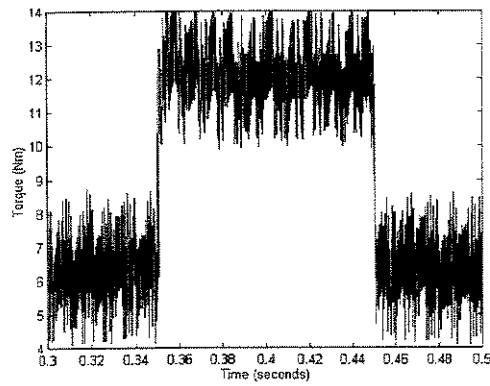
Tabela 2.6-I: Regras do Controlador Fuzzy

		Erro do Fluxo de Estator ε_{λ_s}				
		PG	PP	ZE	NP	NG
Erro do Torque ε_T	PG	m5/t16	m5/t17	m4/t18	m3/t20	m3/t22
	PP	m5/t15	m4/t16	m3/t19	m3/t21	m3/t22
	ZE	m4/t14	m3/t17	m3/t20	m3/t23	m2/t26
	NP	m3/t15	m3/t16	m2/t21	m2/t24	m1/t27
	NG	m3/t16	m2/t17	m2/t22	m1/t25	m1/t28

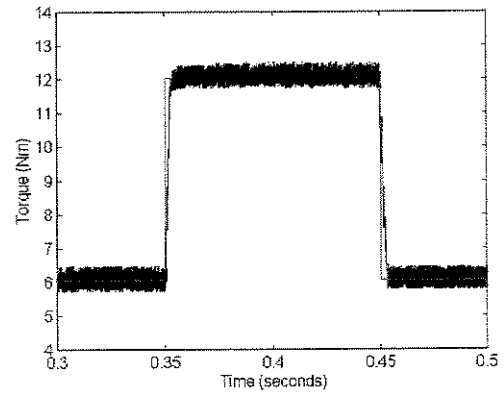
2.6.1 Resultados de Simulação

As simulações foram feitas considerando o motor de indução de 3 HP, 380 VAC, 4 pólos, conexão Y cujos parâmetros estão presentes no Apêndice A. O DTC-NPCfuzzy foi testado em simulação através do Simulink (Matlab 5.3) e o seu desempenho é comparado com o DTC-Takahashi. Na simulação, foi adotado o mesmo passo de simulação (250×10^{-6} s) para ambos os algoritmos de controle, representando uma mesma frequência de amostragem e controle de 4 kHz em implementação experimental. No teste, o torque de referência T^* variou entre 50% a 100% do seu valor nominal (12 N.m) e o valor adotado para o fluxo de referência de estator λ_s^* foi o seu valor nominal (0.778 Weber). Para o DTC-Takahashi, a largura das bandas de fluxo e de torque é igual a 1% em relação aos respectivos valores de referência.

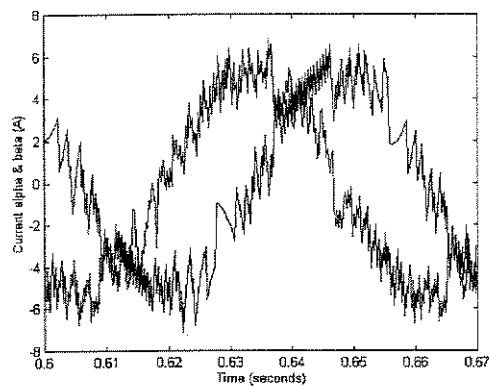
Embora o passo de simulação tenha sido o mesmo para os algoritmos de controle de ambos esquemas de acionamento, os resultados mostrados nas Figuras 2.32(a) e (d) indicam o melhor desempenho do DTC-NPCfuzzy, pois os “ripples” de torque produzidos pelo DTC-Takahashi são bem maiores que aqueles produzidos pelo DTC-NPCfuzzy. Além disso, a distorção da corrente produzida pelo DTC-Takahashi é bem maior que a produzida pelo DTC-NPCfuzzy como mostrado nas Figuras 2.32(b) e 2.32(e). Nas Figuras 2.32(c) e (f) são mostrados os lugares geométricos do fluxo de estator para um ciclo que foram obtidos na condição de regime para cada um dos esquemas de acionamento. Como pode ser observado, ocorreu um pequeno “ripple” nos componentes $\alpha\beta$ do fluxo de estator com a utilização do DTC-NPCfuzzy.



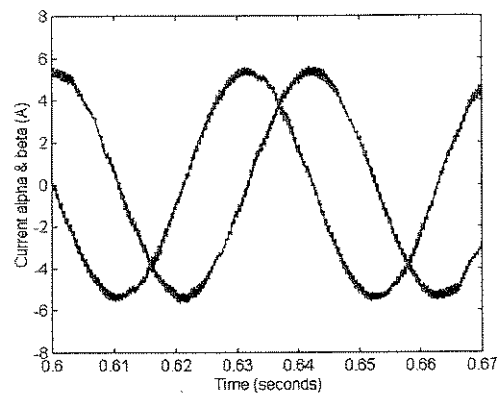
(a)



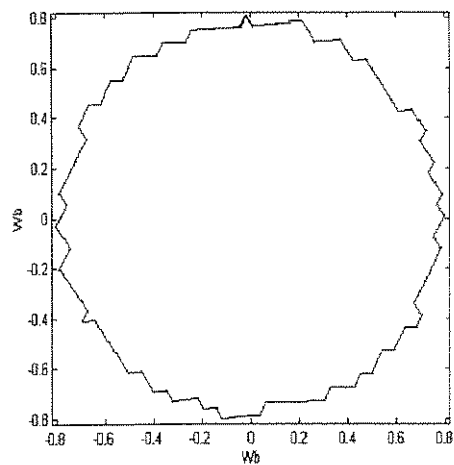
(d)



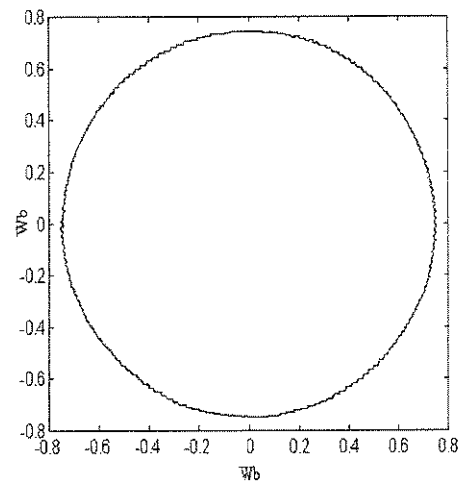
(b)



(e)



(c)



(f)

Figura 2.32 Resposta do Torque(a,d), Correntes alfa e beta (b,e), Lugar geométrico do fluxo de estator(c,d) – Passo de simulação (controle): 250×10^{-6} s
(a,b,c) DTC-Takahashi e (d,e,f) DTC-NPCfuzzy

Capítulo 3

O Controle Direto de Torque Buja

3.1 Introdução

Uma das principais limitações encontradas em alguns dos esquemas de controle direto de torque, apresentados no Capítulo 2, é o inversor ser comandado com frequência de chaveamento variável, o que causa correntes com frequências harmônicas não previsíveis, mesmo em regime permanente [18]. Com o intuito de eliminar este problema G. Buja *et al* [10] propôs um novo esquema DTC que apresenta um excelente desempenho embora, no seu artigo, unicamente resultados de simulação sejam apresentados.

O DTC-Buja que utiliza a estratégia de controle “deadbeat” para o torque eletromagnético e o fluxo de referência de estator em conjunto com a técnica de modulação por vetores espaciais foi detalhadamente estudado buscando a sua experimentação. Com este esquema consegue-se calcular em tempo real a tensão de estator necessária para que o fluxo de estator e o torque eletromagnético sigam as suas referências. E, diferentemente de algumas soluções existentes [18,20], não requer um grande número de operações matemáticas visto que, no DTC-Buja é estabelecida a orientação do vetor fluxo de estator o qual simplifica o equacionamento.

Este capítulo apresenta os fundamentos teóricos do controle proposto por G. Buja e a descrição detalhada da obtenção de cada um dos blocos da estrutura do controlador. No final, resultados de simulação e experimental são reportados que demonstram a potencialidade deste método para o controle eficiente do torque eletromagnético.

3.2 Estrutura do DTC-Buja

Um dos esquemas de Controle Direto de Torque implementado é baseado no proposto por G. Buja [10] conforme mostrado nas Figuras 3.1 e 3.2. A estratégia de controle “deadbeat” é usada para as variáveis torque eletromagnético e fluxo concatenado de estator. Esta estratégia de controle “deadbeat” é geralmente utilizada para sistemas discretos no tempo [24] e, conduz as variáveis controladas aos seus valores de referência tão rápido quanto possível e com o mínimo de “overshoot” [25].

Através do DTC-Buja consegue-se obter respostas rápidas de torque eletromagnético porém, diferentemente de algumas soluções existentes [18,20], não requer um grande número de operações matemáticas para a obtenção da tensão demandada pelo motor em cada ponto de operação. A tensão obtida através do controle é aplicada ao motor através da técnica de modulação por vetores espaciais [9,17].

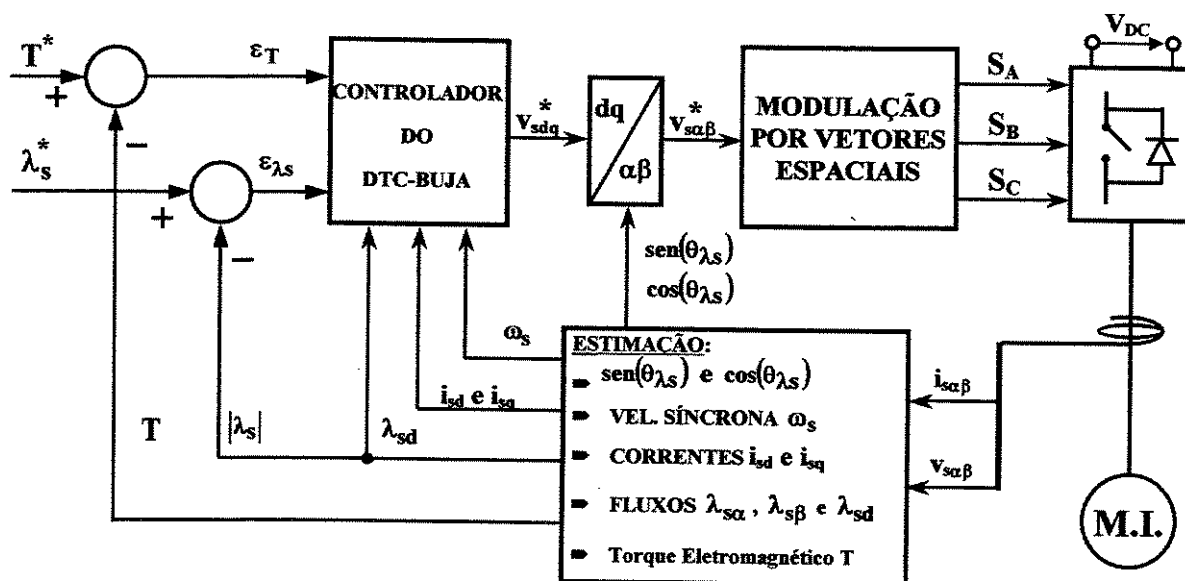


Figura 3.1 Esquemático do acionamento DTC-Buja

A estrutura interna do bloco do controlador do DTC-Buja é dividida em três partes como apresentada na Figura 3.2. Esta estrutura incorpora a ação em alimentação direta exercida pelo bloco *FF*, a ação em realimentação exercida pelo bloco *P* e dois blocos integradores *I*. As entradas do controlador são os erros de fluxo de estator ε_{λ_s} e de torque eletromagnético ε_T , a velocidade síncrona do fluxo de estator ω_s , as correntes síncronas i_{sd} e i_{sq} e o componente síncrono do fluxo de estator λ_{sd} .

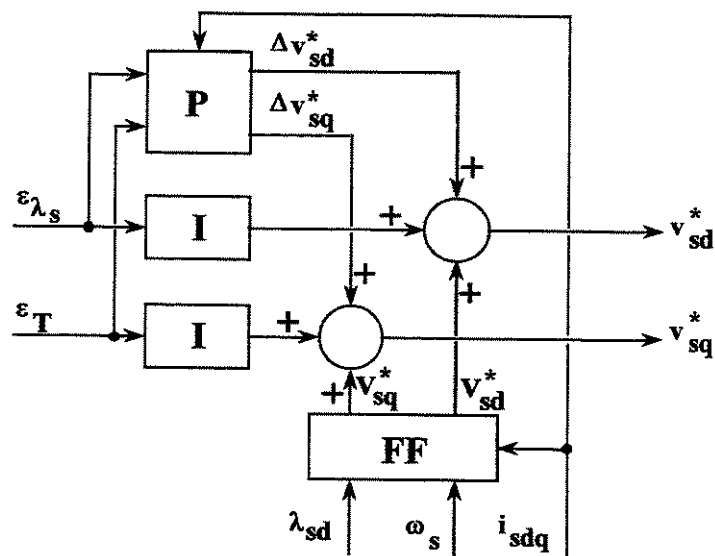


Figura 3.2 Estrutura Interna do Controlador DTC-Buja

A saída do bloco do controlador é o vetor da tensão de referência síncrona $\bar{v}_{sdq}^*$ o qual é rotacionado através do ângulo espacial do fluxo de estator θ_{λ_s} , para a obtenção do vetor de tensão de referência em coordenadas $\alpha\beta$ que se constitui na entrada do modulador de vetores espaciais [9,17].

3.3 Descrição Funcional do DTC-Buja

Como pode ser observado pela Figura 3.2, do controlador é composto pelos *Blocos FF, P e I* cujas funções são descritas a seguir.

O *Bloco FF* representa as equações das tensões de referência síncrona V_{sd}^* e V_{sq}^* (Equações (3.1a) e (3.1b)) considerando o motor na condição de regime permanente e a orientação do fluxo de estator com o eixo síncrono d [5].

$$V_{sd}^{*k} = R_s \cdot i_{sd}^k \quad (3.1a)$$

$$V_{sq}^{*k} = R_s \cdot i_{sq}^k + \omega_s^k \cdot \lambda_{sd}^k \quad (3.1b)$$

nas quais, os índices sobrescritos k nas variáveis indicam os seus valores no instante t_k .

Para a determinação das correntes síncronas de estator presentes nas Equações (3.1a) e (3.1b), parte-se da equação do torque eletromagnético em variáveis síncronas da corrente e fluxo de estator, isto é:

$$T^k = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \left(\lambda_{sd}^k \cdot i_{sq}^k - \lambda_{sq}^k \cdot i_{sd}^k \right) \quad (3.2)$$

Considerando que o controle “deadbeat” estabeleça no instante seguinte t_{k+1} a orientação do fluxo de estator com o eixo síncrono d, o componente síncrono q do fluxo de estator λ_{sq}^k é igual a zero. Nesta condição, a equação do torque eletromagnético em variáveis síncronas é dada por:

$$T^k = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \lambda_{sd}^k \cdot i_{sq}^k \quad (3.3)$$

A partir da Equação (3.3) pode-se obter o componente q da corrente síncrona, isto é:

$$i_{sq}^k = \frac{T^k}{\frac{3}{2} \cdot P \cdot \lambda_{sd}^k} \quad (3.4)$$

O componente d da corrente síncrona é obtida como segue:

$$i_{sd}^k = \sqrt{\left(i_s^k\right)^2 - \left(i_{sq}^k\right)^2} \quad (3.5)$$

na qual, i_s^k é o módulo da corrente de estator que é obtido em coordenadas $\alpha\beta$ através da expressão:

$$i_s^k = \sqrt{\left(i_{s\alpha}^k\right)^2 + \left(i_{s\beta}^k\right)^2} \quad (3.6)$$

O componente síncrono d do fluxo de estator λ_{sd}^k , presente na Equação (3.1b), é determinado a partir estimação dos fluxos $\alpha\beta$ através das Equações (3.7a) e (3.7b), isto é:

$$\lambda_{s\alpha}^k = \int \left(v_{s\alpha}^k - R_s \cdot i_{s\alpha}^k \right) dt \quad (3.7a)$$

$$\lambda_{s\beta}^k = \int \left(v_{s\beta}^k - R_s \cdot i_{s\beta}^k \right) dt \quad (3.7b)$$

De posse dos valores dos fluxos $\alpha\beta$ de estator estimados a partir das tensões e das correntes $\alpha\beta$ de estator amostrados no instante t_k , conforme apresentado pelas Equações (3.7a) e (3.7b), a transformação para o sistema síncrono é feita com a utilização da posição espacial do fluxo de estator de acordo com as seguintes equações:

$$\lambda_{sd}^k = \lambda_{s\alpha}^k \cdot \cos\left(\theta_{\lambda_s}^k\right) + \lambda_{s\beta}^k \cdot \sin\left(\theta_{\lambda_s}^k\right) \quad (3.8a)$$

$$\lambda_{sq}^k = -\lambda_{s\alpha}^k \cdot \sin\left(\theta_{\lambda_s}^k\right) + \lambda_{s\beta}^k \cdot \cos\left(\theta_{\lambda_s}^k\right) \quad (3.8b)$$

nas quais, $\cos(\theta_{\lambda_s}^k) = \frac{\lambda_{s\alpha}^k}{|\lambda_s^k|}$ e $\sin(\theta_{\lambda_s}^k) = \frac{\lambda_{s\beta}^k}{|\lambda_s^k|}$.

As correntes síncronas de estator obtidas através das Equações (3.4) e (3.5) podem ser obtidas, de maneira alternativa, através da transformação das correntes $i_{s\alpha}^k$ e $i_{s\beta}^k$ para o sistema síncrono também com a utilização posição espacial do fluxo de estator.

Para estimar a velocidade síncrona ω_s^k , presente na Equação (3.1b), utiliza-se a seguinte equação [5]:

$$\omega_s^k = \frac{(v_{s\beta}^k - R_s i_{s\beta}^k) \cdot \lambda_{s\alpha}^k - (v_{s\alpha}^k - R_s i_{s\alpha}^k) \cdot \lambda_{s\beta}^k}{|\lambda_s^k|^2} \quad (3.9)$$

Para uma melhor estimação da velocidade síncrona ω_s^k , visto que devido ao chaveamento as correntes e as tensões de estator apresentam elevado “ripple”, a Equação (3.9) é implementada de acordo com o esquema da Figura 3.3.

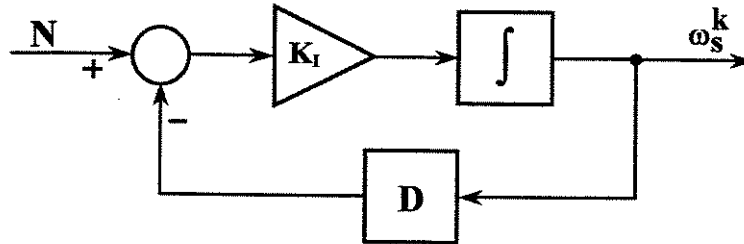


Figura 3.3 Esquema para a estimação da velocidade síncrona

Nesta figura, N e D representam o numerador e o denominador da Equação (3.9) respectivamente e, K_I é uma constante que é estabelecida de tal forma a acelerar o processo de obtenção da velocidade síncrona durante os transitórios tendo como filtragem o bloco integrador.

A função de transferência do esquema para a estimação da velocidade síncrona apresentado na

Figura 3.3 é dada por $\frac{\omega_s}{N} = \frac{1}{s/K_I + D}$. Na condição de regime $s=0$, obtém-se $\omega_s = \frac{N}{D}$.

Para a obtenção do valor adequado da constante K_I , análise prévia deve ser procedida a partir dos valores estabelecidos para: o fluxo de referência de estator, passo de simulação e tempo de resposta adequado para a estimação da velocidade síncrona.

O **Bloco P** é um controlador do tipo proporcional que provê, baseado na estratégia “deadbeat”, os componentes transitórios das tensões síncronas devidos aos erros de fluxo de estator ε_{λ_s} e do torque eletromagnético ε_T em relação aos seus valores de referência. Para projetar o **Bloco P**, as variações entre os instantes t_k e t_{k+1} das equações discretizadas da máquina de indução no sistema de referência síncrono são obtidas. Vale ressaltar que t_k representa o instante de tempo da aquisição de sinais enquanto t_{k+1} representa o instante final para que as variáveis sujeitas ao controle “deadbeat” atinjam os valores de referência.

Considerando que o período entre os instantes inicial e final seja pequeno e igual ao período da modulação do vetor de tensão T_{SVM} , as variações das referências dos componentes dq da tensão de estator são aproximadas pelas seguintes expressões:

$$\Delta v_{sd}^* = R_s \cdot \Delta i_{sd} + \frac{\Delta \lambda_{sd}}{T_{SVM}} - \omega_s^k \cdot \Delta \lambda_{sq} \quad (3.10a)$$

$$\Delta v_{sq}^* = R_s \cdot \Delta i_{sq} + \frac{\Delta \lambda_{sq}}{T_{SVM}} + \omega_s^k \cdot \Delta \lambda_{sd} \quad (3.10b)$$

nas quais, o símbolo Δ representa a variação da variável entre os instantes t_k e t_{k+1} . Vale salientar que uma melhor aproximação das variações das tensões síncronas seria obtida se fosse considerada uma melhor aproximação da variação da derivada dos fluxos síncronos respectivos em tempo discretizado, porém uma maior complexidade computacional seria envolvida.

As variações das referências dos componentes dq da tensão de estator, apresentadas pelas Expressões (3.10a) e (3.10b), são funções das variações dos componentes dq da corrente e do fluxo de estator, os quais para serem obtidos, parte-se da variação do torque eletromagnético entre os instantes t_{k+1} e t_k isto é,

$$\Delta T = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \left\{ \left[\lambda_{sd}^{k+1} \cdot i_{sq}^{k+1} - \lambda_{sq}^{k+1} \cdot i_{sd}^{k+1} \right] - \left[\lambda_{sd}^k \cdot i_{sq}^k - \lambda_{sq}^k \cdot i_{sd}^k \right] \right\} \quad (3.11)$$

na qual, os índices sobreescritos k e $k+1$ nas variáveis indicam os seus valores nos instantes t_k e t_{k+1} , respectivamente.

Utilizando o artifício matemático de somar e subtrair o termo $\lambda_{sd}^{k+1} \cdot i_{sq}^k + \lambda_{sq}^{k+1} \cdot i_{sd}^k$ na Expressão (3.11), após manipulações obtém-se:

$$\Delta T = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \left\{ i_{sq}^k \cdot \Delta \lambda_{sd} + \lambda_{sd}^{k+1} \cdot \Delta i_{sq} - i_{sd}^k \cdot \Delta \lambda_{sq} - \lambda_{sq}^{k+1} \cdot \Delta i_{sd} \right\} \quad (3.12)$$

Na Expressão (3.12), duas considerações são feitas:

- 1) A estratégia “deadbeat” relativa ao fluxo de estator estabelece que no instante t_{k+1} o fluxo de estator esteja orientado com o eixo síncrono d e igual ao valor do fluxo de referência de estator ou seja, $\lambda_{sq}^{k+1} = 0$ e $\lambda_{sd}^{k+1} = \lambda_s^*$;
- 2) A estratégia “deadbeat” relativa ao torque eletromagnético estabelece que no instante t_{k+1} o seu valor atinga o torque de referência T^* . Assim, a variação do torque eletromagnético entre os instantes t_{k+1} e t_k é igual a $\Delta T = T^* - T^k$.

A partir dessas considerações, a Equação (3.12) torna-se:

$$T^* - T^k = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \left\{ i_{sq}^k \cdot \left(\lambda_s^* - \lambda_{sd}^k \right) + \lambda_s^* \cdot \Delta i_{sq} - i_{sd}^k \cdot \Delta \lambda_{sq} \right\} \quad (3.13)$$

na qual, as correntes síncronas de estator i_{sd}^k e i_{sq}^k são obtidas de acordo com as Equações (3.4) e (3.5) respectivamente e, o torque eletromagnético no instante t_k é obtido através das variáveis corrente e fluxo de estator em coordenadas $\alpha\beta$, conforme a seguinte expressão:

$$T^k = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \left\{ \lambda_{s\alpha}^k \cdot i_{s\beta}^k - \lambda_{s\beta}^k \cdot i_{s\alpha}^k \right\} \quad (3.14)$$

Considerando que o período T_{SVM} da modulação do vetor de tensão seja pequeno, variações no fluxo de estator são ocasionadas basicamente pelas variações das correntes de estator visto que o fluxo de rotor concatenado pelo estator não varia apreciavelmente durante este intervalo de tempo [10]. Assim, as variações do fluxo de estator em coordenadas síncronas podem ser aproximadas por:

$$\Delta\lambda_{sd} \cong \sigma L_s \cdot \Delta i_{sd} \quad (3.15a)$$

$$\Delta\lambda_{sq} \cong \sigma L_s \cdot \Delta i_{sq} \quad (3.15b)$$

Substituindo a variação do componente q do fluxo de estator (Expressão (3.15b)) na Equação (3.13) obtém-se, após manipulações, a variação do componente q da corrente de estator, isto é:

$$\Delta i_{sq} = \frac{\left(T^* - T^k \right) \cdot \frac{2}{(3 \cdot P)} - i_{sq}^k \cdot \left(\lambda^* - \lambda_{sd}^k \right)}{\lambda^* - \sigma L_s \cdot i_{sd}^k} \quad (3.16)$$

Nesta equação, T^k é obtido através da Equação (3.14), i_{sq}^k através da Equação (3.4), λ_{sd}^k através da Equação (3.8a) e finalmente, i_{sd}^k é obtido através da Equação (3.5). O fluxo de referência de estator λ_s^* é uma das variáveis de entrada do DTC-Buja e o Torque de referência T^* é estabelecido como variável de entrada ou gerado através de regulador PI a partir do erro entre a velocidade mecânica e a velocidade de referência.

A variação do componente síncrono d da corrente de estator Δi_{sd} é obtida diretamente a partir da Expressão (3.15a) e, considerando novamente a estratégia de controle “deadbeat” para o fluxo de estator, obtém-se:

$$\Delta i_{sd} = \frac{\lambda^* - \lambda_{sd}^k}{\sigma L_s} \quad (3.17)$$

As variações das referências dos componentes síncronos dq da tensão de estator Δv_{sd}^* e Δv_{sq}^* apresentadas pelas Equações (3.10a) e (3.10b) são reescritas considerando agora a Expressão (3.15) e desta forma, obtém-se:

$$\Delta v_{sd}^* = R_s \cdot \Delta i_{sd} + \frac{\sigma L_s \cdot \Delta i_{sd}}{T_{SVM}} - \omega_s^k \cdot \sigma L_s \cdot \Delta i_{sq} \quad (3.18a)$$

$$\Delta v_{sq}^* = R_s \cdot \Delta i_{sq} + \frac{\sigma L_s \cdot \Delta i_{sq}}{T_{SVM}} + \omega_s^k \cdot \sigma L_s \cdot \Delta i_{sd} \quad (3.18b)$$

De posse das variações das correntes de estator Δi_{sd} e Δi_{sq} (Expressões (3.16) e (3.17)), obtém-se a partir das Expressões (3.18a) e (3.18b), as variações das tensões de estator em coordenadas dq que devem ser impostas ao motor para que o mesmo atinja no instante t_{k+1} (de acordo com a estratégia de controle “deadbeat”) os valores de referência do torque eletromagnético e do fluxo de estator. Vale salientar, como foi apresentado na Seção 2.3, que os incrementos ou decrementos do torque eletromagnético exigidos nem sempre podem ser atendidos dentro do intervalo de tempo estabelecido no controle e assim, novo(s) intervalo(s) de tempo de controle podem se tornar necessários.

Os *blocos I* são blocos integradores que têm a função de minimizar as imprecisões das ações dos *blocos P* e *FF* devido aos erros de parâmetros do motor quando da implementação experimental.

3.4 Resultados de Simulação

O controle direto de torque proposto por G. Buja [10] foi testado em simulação através do Simulink (Matlab 5.3) para o motor cujos parâmetros estão apresentados no Apêndice A. Para que os testes de simulação realizados possam ser comparados com os testes experimentais que serão apresentados na Seção 3.5, os valores de fluxo de referência de estator adotado (0.389 Wb) é igual a 50% do fluxo nominal de estator. Este valor foi adotado pois, a máxima tensão de alimentação do inversor que pode ser alcançada é aproximadamente 50% do valor necessário para a obtenção da tensão nominal do motor considerando que o mesmo está sendo alimentado em conexão estrela. Também por este motivo, o máximo torque de referência T^* exigido na condição de regime será no máximo 50% do nominal. O passo de simulação é igual a 500×10^{-6} s (frequência de controle de 2 kHz), o valor da constante K_I é igual a 500 e, os blocos integradores não estão ativados; estas mesmas condições foram adotadas nos testes experimentais.

No primeiro teste de simulação (Figuras 3.4 e 3.5), o torque de referência T^* varia alternadamente de -6 a $+6$ Nm com o motor de indução em vazio. Pode ser observado na Figura 3.4(a) que o torque eletromagnético T responde rapidamente às solicitações exigidas do torque de referência T^* . A Figura 3.5 mostra o comportamento das correntes e dos fluxos em coordenadas síncronas dq e, como pode ser observado, ocorre a orientação do fluxo de estator com o eixo síncrono d, umas das bases do controle do DTC-Buja. Ou seja, existe uma excelente regulação do fluxo de estator apesar de grandes variações no torque eletromagnético e da velocidade do motor e, o desacoplamento entre os componentes síncronos da corrente de estator i_{sd} e i_{sq} (Figura 3.5(a)) é quase completo.

No segundo teste de simulação (Figuras 3.6 e 3.7), a velocidade de referência ω_m^* varia suavemente de -900 a $+900$ rpm dentro de um intervalo de 360 ms com o motor de indução em vazio. Neste teste, o regulador PI gera o torque de referência T^* a partir do erro entre a velocidade de referência ω_m^* e a velocidade mecânica do motor ω_m . Pode ser observado na Figura 3.6(a) que a velocidade mecânica responde às exigências de variação estabelecidas pela velocidade de referência. A Figura 3.7 apresenta os comportamentos da corrente de estator da fase A e, dos fluxos $\alpha\beta$ de estator os quais se comportam dentro do esperado. Os parâmetros do

regulador PI foram estabelecidos de maneira a minimizar significativos aumentos no valor do torque de referência T^* associado ao rastreamento melhor possível da velocidade mecânica.

A Figura 3.8 apresenta os resultados de simulação do teste de variação do torque de carga considerando uma velocidade de referência constante e igual a 600 rpm. Pode se observar que ao variar o Torque de Carga T_c de 6 a 0 Nm a velocidade mecânica ω_m imediatamente cresce e retorna ao valor da velocidade de referência após alguns instantes. De maneira análoga, ao variar o Torque de Carga T_c de 0 a 6 Nm a velocidade mecânica decresce e após alguns instantes retorna ao valor da velocidade de referência. Os parâmetros do regulador PI de velocidade foram escolhidos de maneira a minimizar significativos aumentos no valor do torque de referência T^* associada com a melhor possível regulação de velocidade.

A Figura 3.9(a) mostra a resposta do torque eletromagnético para dois diferentes passos de simulação. Dependendo do passo de simulação o qual representa a frequência do programa de controle na montagem experimental, o torque eletromagnético responde diferentemente às exigências do torque de referência. Pode ser observado que para o passo de simulação de 100×10^{-6} s (o qual representa uma frequência de controle de 10 kHz) o torque eletromagnético responde quase que precisamente ao torque de referência T^* , enquanto que para um passo de simulação de 1000×10^{-6} s (1 kHz) isto não ocorre e, além disto, em condição de regime, o torque de eletromagnético possui significativa diferença em relação ao valor do torque de referência. O motivo deste comportamento está nas aproximações estabelecidas no desenvolvimento das equações do controlador DTC-Buja (Equações (3.18a) e (3.18b)), onde variações infinitesimais no tempo são consideradas finitas e iguais ao passo de simulação.

A Figura 3.9(b) apresenta o comportamento da velocidade síncrona estimada para diferentes valores da constante K_I (apresentado na Figura 3.3) em conjunto com a velocidade mecânica do motor (em rad.elét./s) para o teste de simulação cuja a velocidade de referência ω_m^* varia suavemente de -900 a +900 rpm dentro de um intervalo de 360 ms com o motor de indução em vazio. Pode ser observado que existe um valor de compromisso a ser estabelecido para a constante K_I de maneira a acelerar adequadamente o processo de estimação da velocidade síncrona.

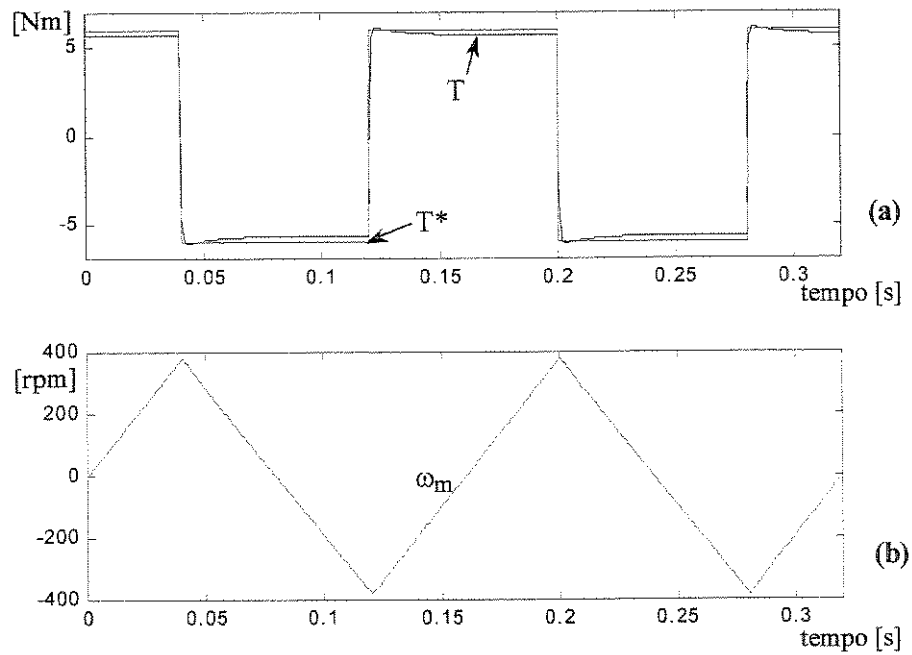


Figura 3.4 Teste de Reversão do Torque de Referência
 (a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T
 (b) Velocidade Mecânica ω_m

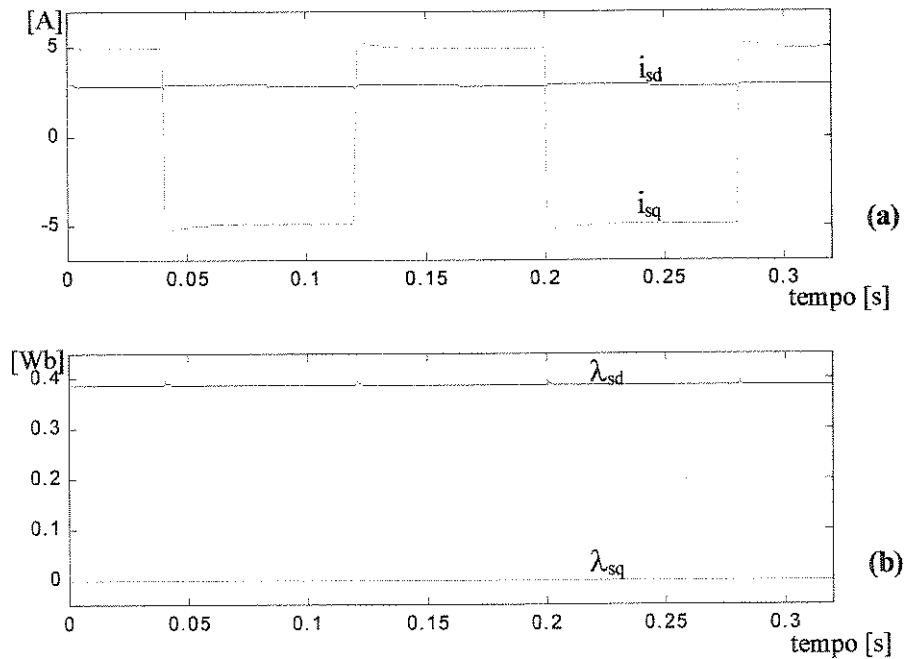


Figura 3.5 Teste de Reversão do Torque de Referência
 (a) Correntes síncronas de Estator i_{sd} e i_{sq}
 (b) Fluxos síncronos de Estator λ_{sd} e λ_{sq}

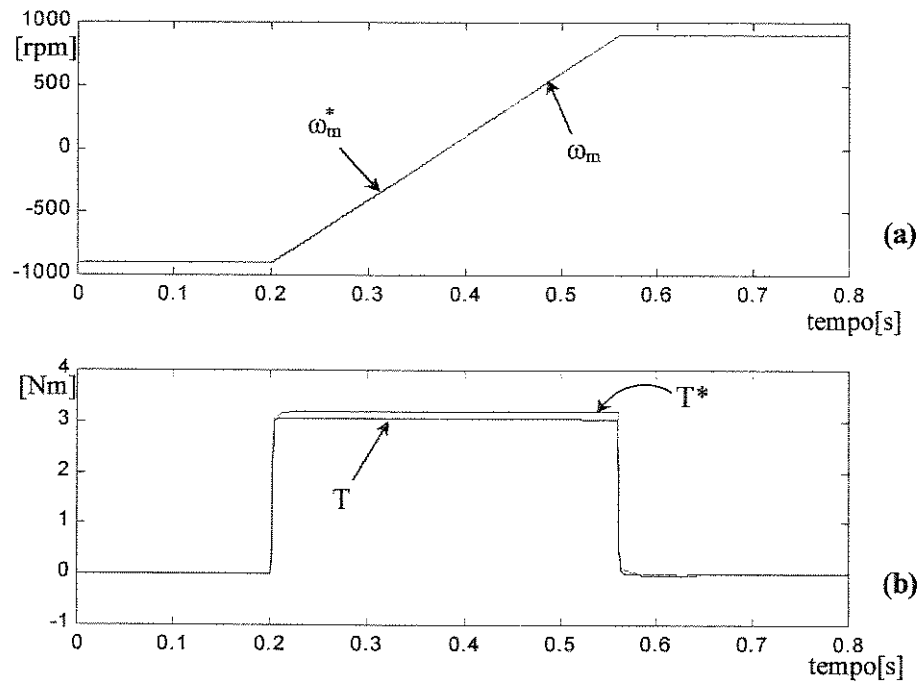


Figura 3.6 Teste de Resposta a Velocidade de Referência
 (a) Velocidade Mecânica ω_m de Referência ω_m^*
 (b) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T

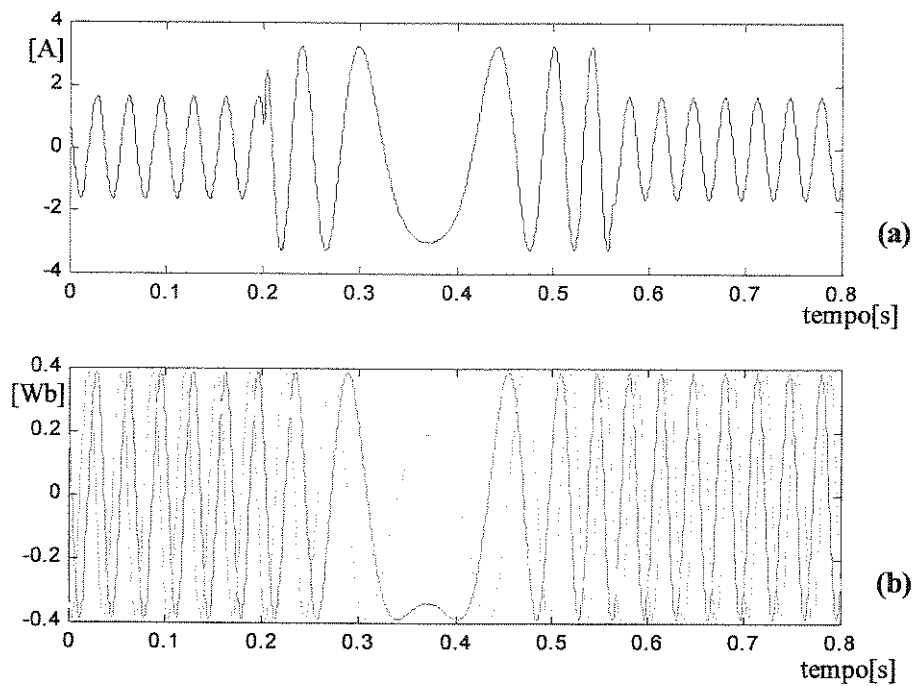


Figura 3.7 Teste de Resposta a Velocidade de Referência
 (a) Corrente de Estator da fase A i_{sa}
 (b) Fluxos de estator alfa e beta $\lambda_{s\alpha}$ e $\lambda_{s\beta}$

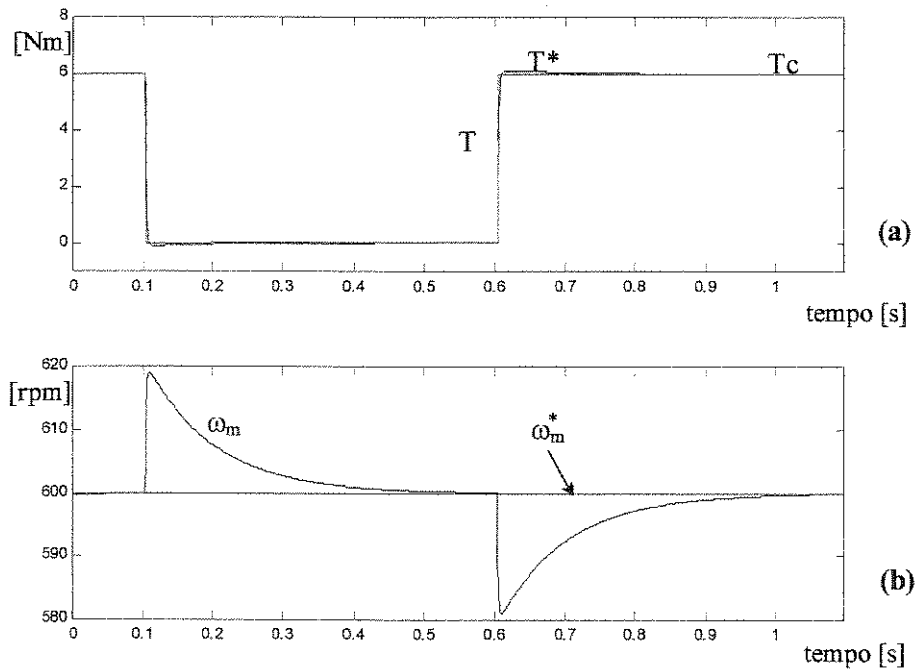


Figura 3.8 Variação do Torque de Carga

(a) Torques: Carga T_c , Eletromagnético T e de Referência T^*

(b) Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*

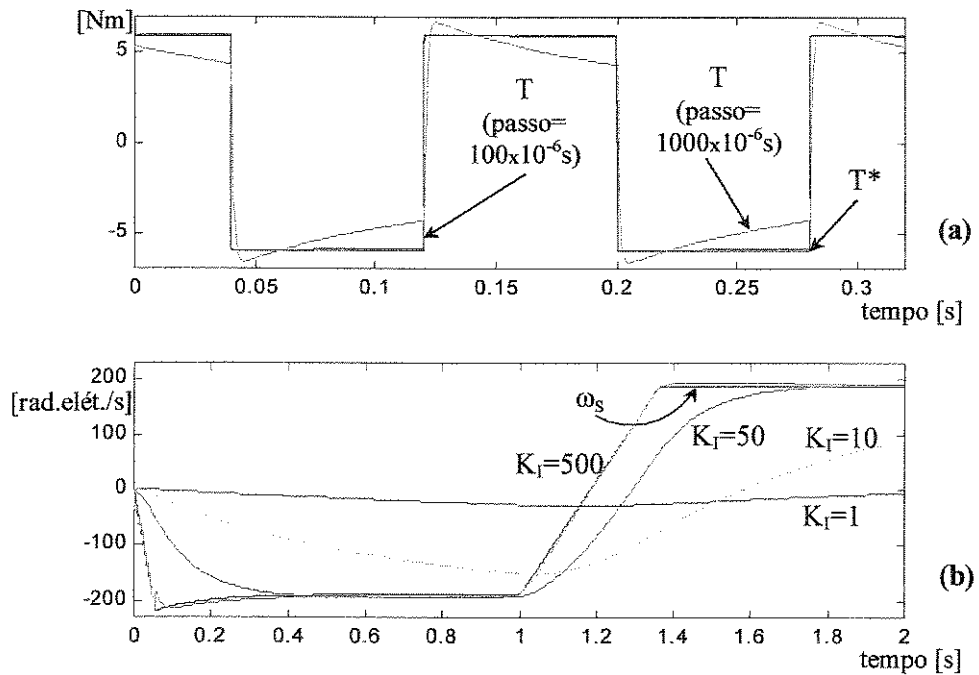


Figura 3.9 (a) Resposta do Torque Eletromagnético T para diferentes passos de Simulação

(b) Velocidades Síncronas para diferentes constantes K_I

3.5 Resultados Experimentais

O acionamento DTC-Buja foi testado experimentalmente para o motor cujos parâmetros estão apresentados no Apêndice A. A descrição da montagem experimental, cuja frequência de controle e do modulador de vetores espaciais(SVM) estabelecida é igual a 2 kHz, juntamente com detalhes desta implementação são apresentados nos Apêndices B e C; a listagem comentada do programa está apresentada no Apêndice E. Nestes testes, o valor do fluxo de referência de estator adotado é igual a 50% do fluxo nominal e o torque de referência T^* máximo exigido na condição de regime é de no máximo 50% do valor do torque nominal para que não ocorresse sobrecorrente. Os blocos integradores I proposto por Buja (Figura 3.2) não foram utilizados, visto que os mesmos causavam significativas perturbações no torque eletromagnético gerado. Vale ressaltar que melhores resultados experimentais aos apresentados nesta seção seriam obtidos se algumas limitações existentes na rotina de chaveamento, conforme apresentado no Apêndice B, não estivessem presentes. A apresentação dos resultados experimentais está dividida nas seguintes partes: 1) *Capacidade de Resposta à Variação do Torque de Referência*; 2) *Teste de Aceleração e Desaceleração*; 3) *Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência*; 4) *Teste de Regulação da Velocidade a Variação do Torque de Carga*.

➔ ***Capacidade de Resposta à Variação do Torque de Referência***: Os resultados do teste de reversão do torque de referência são apresentados nas Figuras 3.10(a,b). O torque de referência T^* varia alternadamente de -3 a $+3$ Nm, dentro de um período de 160 ms. Pode-se observar que o torque eletromagnético apesar de responder rapidamente as solicitações do torque de referência não alcança, mesmo na condição de regime permanente, o torque de referência. Isto ocorre devido às aproximações estabelecidas no desenvolvimento das equações do controle (Equações (3.18a) e (3.18b)), onde variações infinitesimais no tempo são consideradas finitas e iguais ao período de atuação do controle. Para diminuir esta diferença seria necessário o aumento na frequência do controle e do modulador de vetores espaciais conforme também mostrado nos Resultados de Simulações (Seção 3.4). Os comportamentos das correntes e dos fluxos em coordenadas síncronas dq são mostrados na Figura 3.10(b) e, como pode ser observado, ocorre a orientação do fluxo de estator com o eixo síncrono d, e o desacoplamento entre os componentes síncronos da corrente de estator i_{sd} e i_{sq} é quase completo.

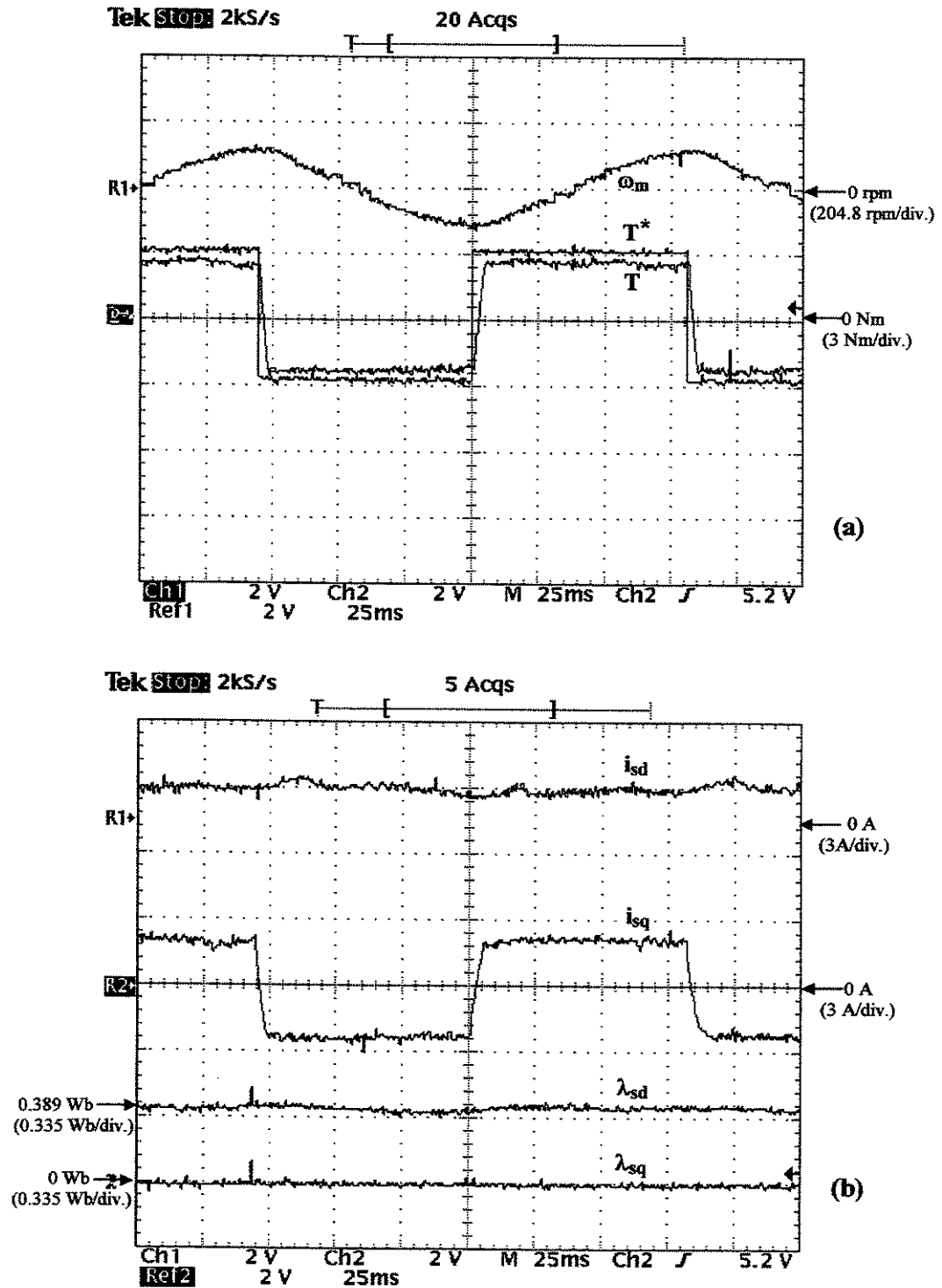


Figura 3.10 Teste de Reversão do Torque de Referência

(a) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T ; Velocidade Mecânica ω_m

(b) Correntes síncronas i_{sd} e i_{sq} e Fluxos síncronos λ_{sd} e λ_{sq}

→ **Teste de Aceleração e Desaceleração:** Os resultados do teste de aceleração e desaceleração com o motor a vazio são apresentados na Figura 3.11. A velocidade de referência varia linearmente de +900 a -900 rpm e de -900 a +900 rpm dentro de um período total de 3 segundos. Os parâmetros do PI são estabelecidos de maneira a permitir o melhor rastreamento possível da velocidade mecânica associado com a menor dispersão possível do torque eletromagnético. Como pode ser observado, obteve-se satisfatório rastreamento da velocidade mecânica associado a uma baixa dispersão do torque eletromagnético. Pode-se também observar que durante a desaceleração o torque eletromagnético médio tem valor mais reduzido visto que, o torque de atrito age no sentido de frear o movimento.

Vale ressaltar que o torque de referência T^* gerado pelo controlador PI e utilizado pelo programa de controle do DTC-Buja é atualizado na frequência de 2 kHz enquanto que, no DTC-Takahashi é atualizado na frequência de 5 kHz.

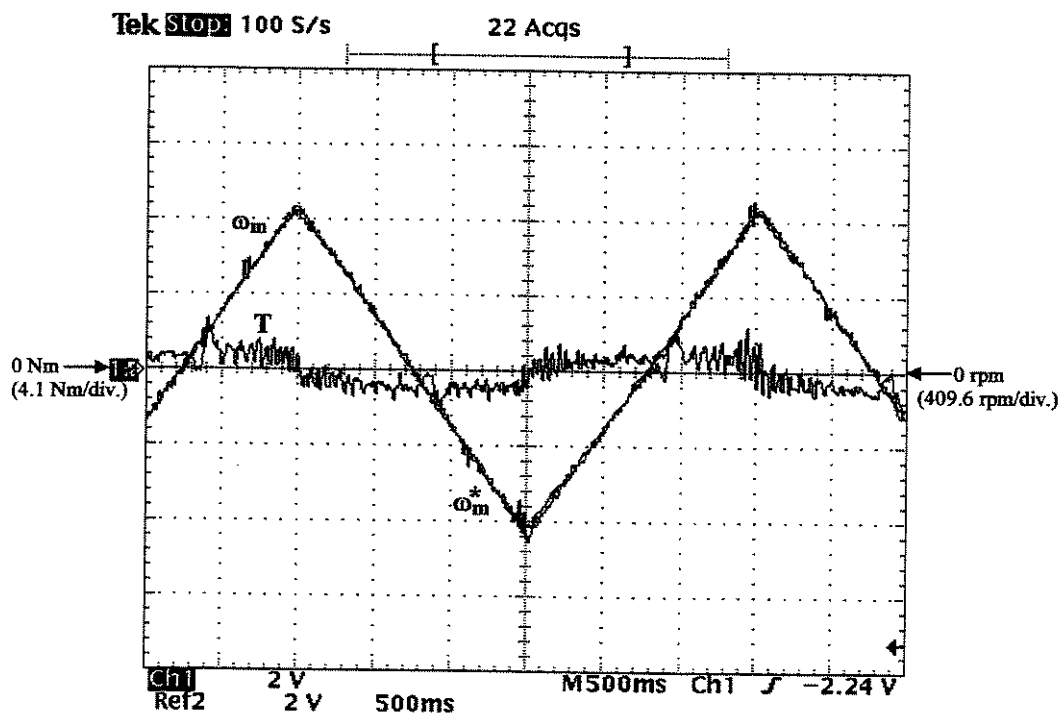


Figura 3.11 Teste de Aceleração e Desaceleração

- Torque Eletromagnético T
- Velocidade Mecânica ω_m e de Referência ω_m^*

→ **Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência:** Os resultados do teste de resposta à rampa de velocidade de referência com o motor de indução a vazio estão apresentados nas Figuras 3.12 (a,b,c,d). A velocidade de referência é mantida constante em -600 rpm e, a partir de determinado instante, cresce linearmente até atingir, em intervalo de 330 ms, a velocidade de 600 rpm em seguida, mantém-se constante nesta velocidade. A velocidade mecânica é controlada para seguir a velocidade de referência através de um regulador PI cujos parâmetros são estabelecidos de maneira a permitir o melhor rastreamento possível da velocidade mecânica associada com a menor dispersão possível do torque eletromagnético.

Na Figura 3.12(a) são mostradas as curvas da velocidade de referência e da velocidade mecânica e pode ser observado um satisfatório rastreamento da velocidade mecânica. Observa-se que não ocorre perda de segmento em baixas velocidades e na passagem pela velocidade zero, indicando a boa estimação dos fluxos de estator $\alpha\beta$ conforme apresentados na Figura 3.12(d). Para que isto pudesse ocorrer, a frequência de aquisição dos sinais de corrente e de tensão e estimação dos fluxos $\alpha\beta$ teve que ser a mais alta possível dentro da estrutura do programa e *hardware* utilizados no caso, esta frequência é igual a 25 kHz.

Na Figura 3.12(b) é apresentada a curva do torque eletromagnético e, pode-se observar um comportamento bastante estável durante toda a aceleração embora, durante as velocidades de referência de -600 e $+600$ rpm uma maior dispersão do torque eletromagnético é observada indicando que os coeficientes do controlador PI podem ser melhores estabelecidos.

Na Figura 3.12(c) é apresentado o comportamento da corrente filtrada de uma das fases do estator que representa a média aritmética das últimas quatro amostras de corrente adquiridas pelo conversor A/D. Apesar da filtragem desta corrente, a mesma possui significativa distorção harmônica na condição de regime permanente da velocidade mecânica de referência, e isto é resultado do comportamento não estável do torque eletromagnético nesta condição, embora possua comportamento satisfatório durante o transitório da velocidade de referência.

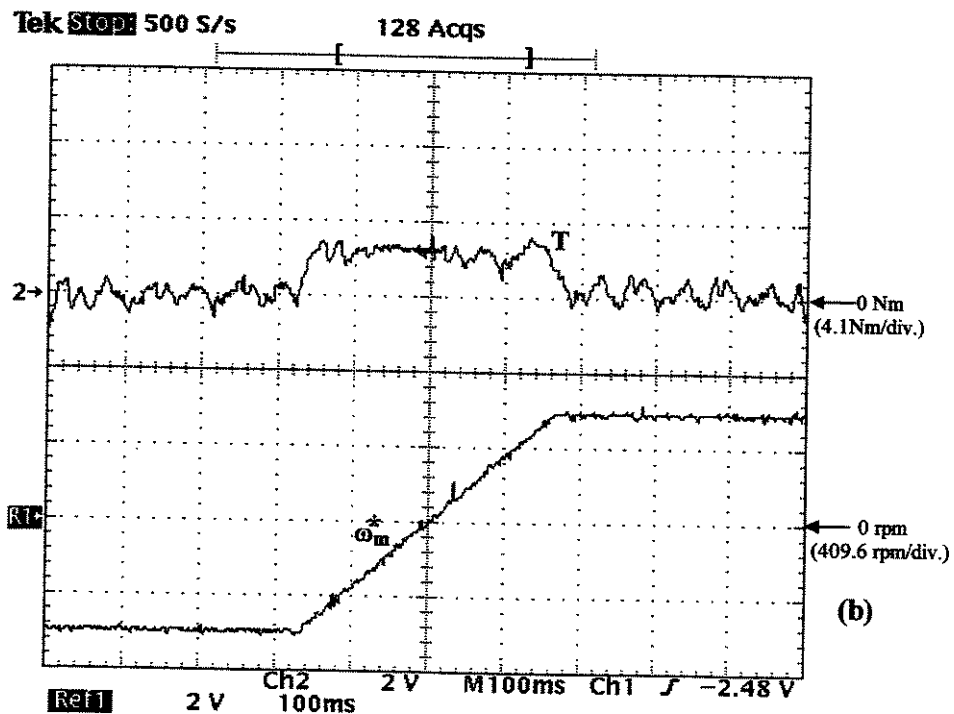
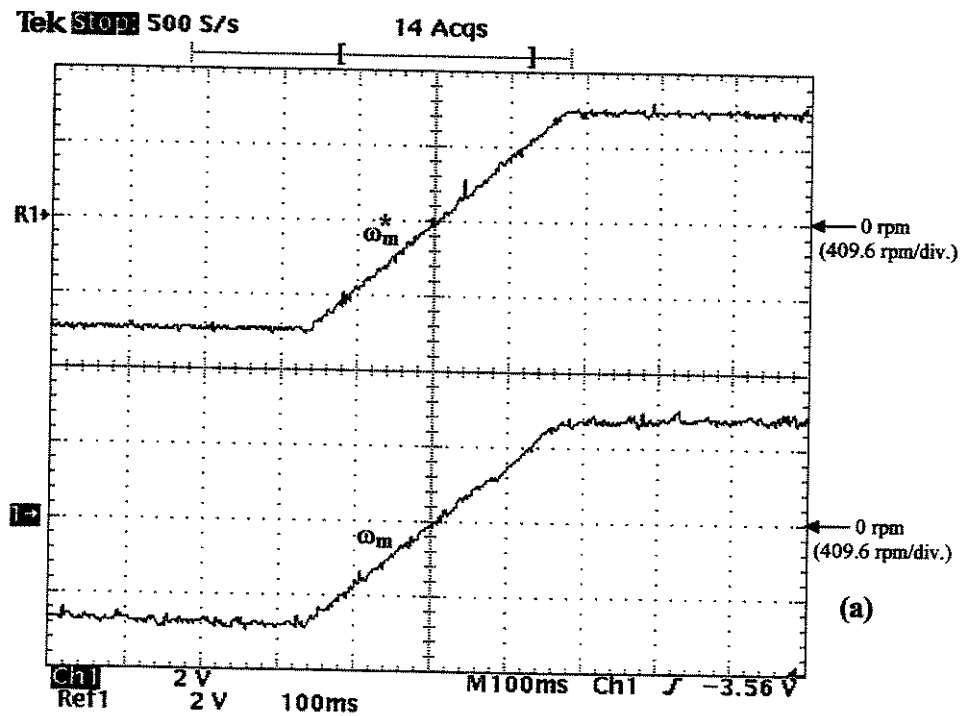


Figura 3.12 Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência
 (a) Velocidade de Referência ω_m^* e Velocidade mecânica ω_m
 (b) Torque Eletromagnético T e Velocidade de Referência ω_m^*

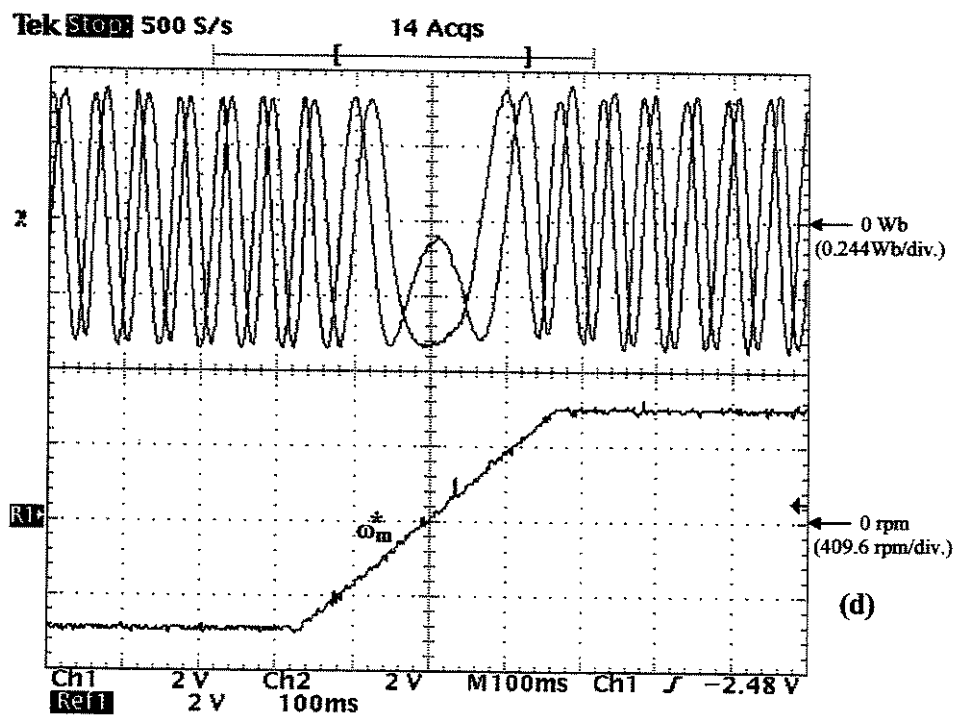
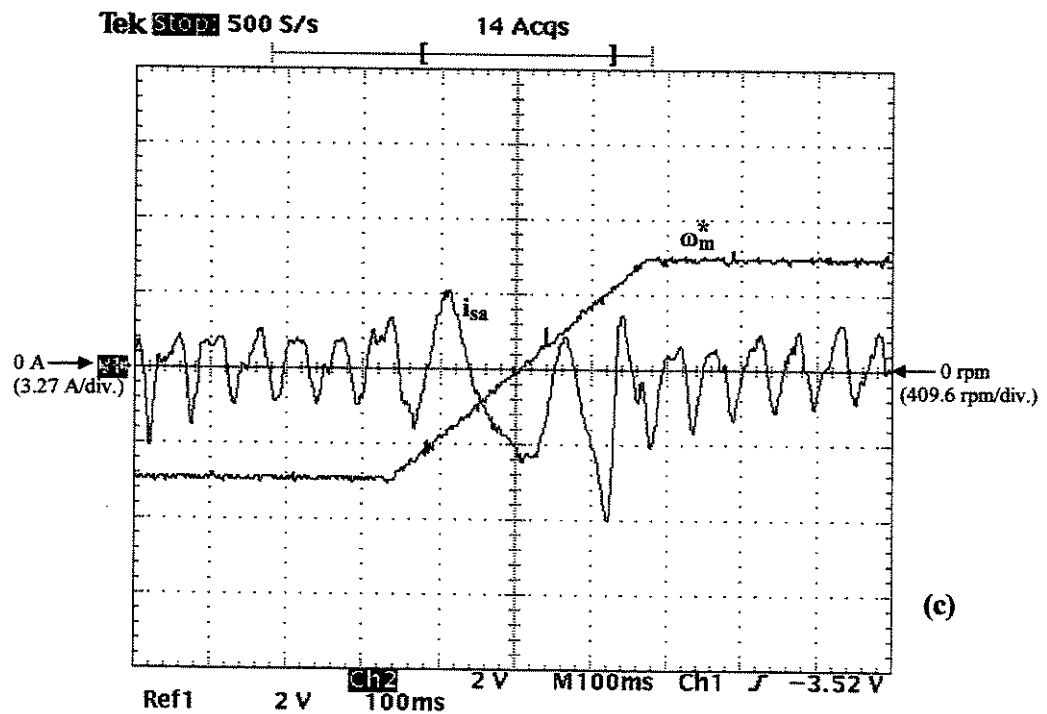


Figura 3.12 Teste de Resposta à Rampa de Velocidade de Referência
 (c) Corrente de Estator i_{sa} e Velocidade de Referência ω_m^*
 (d) Fluxos de Estator α e β e Velocidade de Referência ω_m^*

→ **Regulação da Velocidade com a Variação do Torque de Carga:** Neste teste, a velocidade mecânica é regulada em 600 rpm através de um regulador PI que estabelece, a partir do erro de velocidade, o valor do torque de referência T^* necessário. Os parâmetros do controlador PI são estabelecidos de maneira a permitir a melhor regulação de velocidade possível associada com a mínima dispersão do torque eletromagnético. O torque de carga sofre variações da condição de torque atrito (motor em vazio) até a condição de aproximadamente 5 Nm e vice-versa.

Vale salientar que, as variações no torque de carga do motor de indução foram obtidas através de variações na carga do gerador de corrente contínua acoplado ao motor de indução. Esse sistema apresenta algumas limitações, tais como: 1) a taxa de variação do torque está associada à taxa de variação da corrente de armadura do gerador CC, ou seja a indutância do gerador CC limita a capacidade de variação da corrente impedindo bruscas variações na potência gerada e, conseqüentemente, do torque no eixo; 2) como a carga do gerador é uma carga passiva, a potência dissipada na mesma depende da tensão aplicada em seus terminais desta forma, perturbações na velocidade refletem-se em perturbações no torque do eixo.

Os resultados deste teste estão apresentados nas Figuras 3.13(a,b) embora, cada uma das figuras represente testes de aplicação e retirada de carga em instantes diferentes. Pode-se observar na Figura 3.13(a) que ocorre a regulação da velocidade dentro de um intervalo de aproximadamente 1 segundo e que, tanto na condição de operação sem carga como na condição de operação com carga, a regulação é de aproximadamente 98%. Porém, associa-se a isto, uma maior variação nos valores do torque de referência e por conseguinte, em uma maior dispersão no torque eletromagnético gerado. Na Figura 3.13(b) são apresentados os comportamentos do torque eletromagnético e do torque de referência, mostrando a atuação do controle DTC-Buja a partir de torque de referência estabelecido pelo controlador PI de velocidade. Observa-se, dentro do esperado, que o valor médio do torque eletromagnético é igual a soma do torque de atrito mais o torque de carga e que o torque de referência tem um valor médio um pouco superior ao torque eletromagnético gerado.

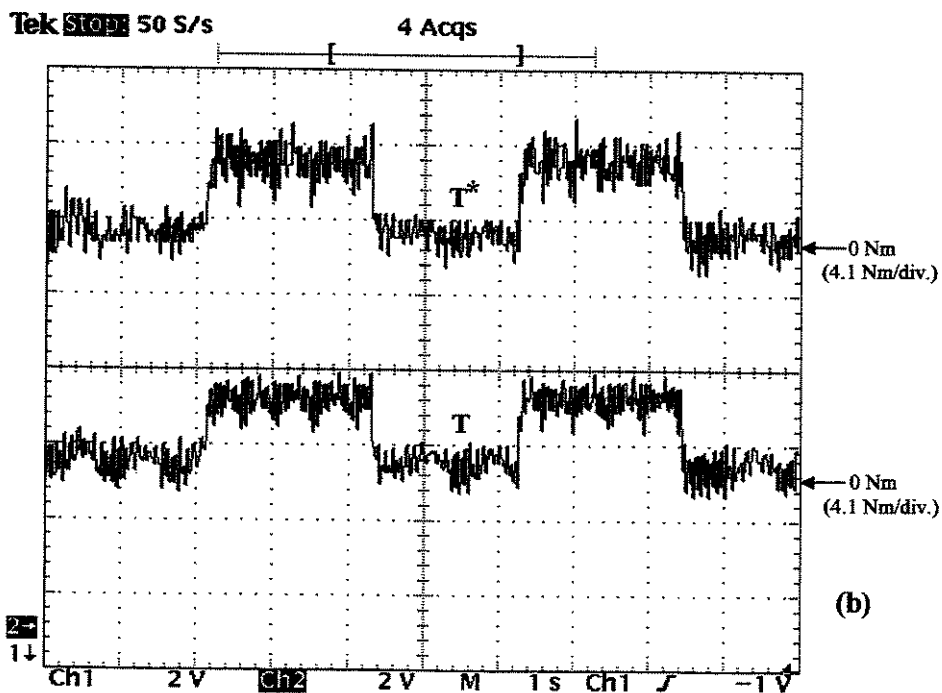
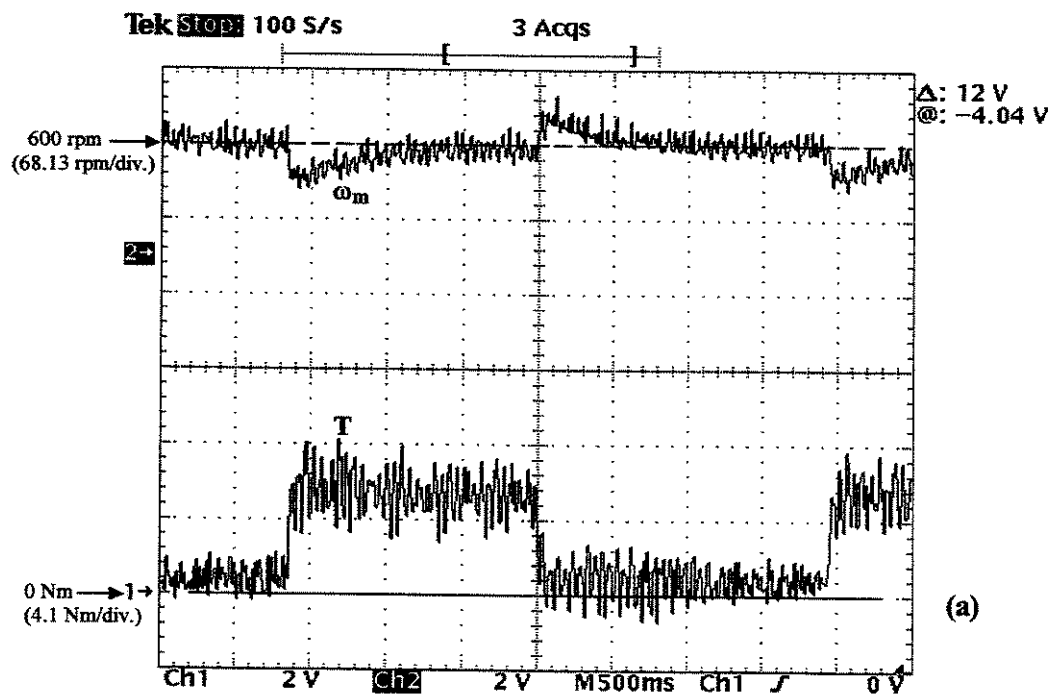


Figura 3.13 Teste de Regulação da Velocidade com a Variação do Torque de Carga

(a) Velocidade mecânica ω_m e Torque Eletromagnético T

(b) Torque de Referência T^* e Eletromagnético T

Capítulo 4

Maximização da Eficiência do M.I. para o DTC Buja

4.1 Introdução

Os motores trifásicos de indução são largamente empregados na indústria e, por esta razão, consideráveis esforços têm sido desenvolvidos para melhorar a sua eficiência. Tecnicamente, muitos desses esforços têm ocorrido na melhoria dos materiais, dos projetos e das técnicas de construção [26,27]. Entretanto, apesar do progresso nesses campos mencionados, aumento da eficiência pode ser conseguido quando o motor opera com carga leve.

É bem conhecido que a eficiência em um motor de indução pode ser melhorada pela redução no seu nível de fluxo quando este opera sob condições de carga leve. O desafio é prever o valor apropriado de fluxo para qualquer ponto de operação o qual minimizará as perdas no motor e por conseguinte, maximizará a sua eficiência. Como benefícios adicionais, a redução no nível de fluxo no motor de indução operando sob condições de carga leve possibilita a redução no seu nível de ruído [4] e a melhoria do seu fator de potência.

Vários controladores têm sido projetados para buscar a máxima eficiência do motor de indução e podem ser classificados em três diferentes tipos [27,28]:

O primeiro tipo é chamado de controlador baseado no modelo de perdas do motor. Como não é possível obter um completo e preciso conhecimento de todos os parâmetros relativos as perdas no motor (com as suas respectivas variações devido a temperatura, efeitos dos harmônicos e saturação), este controlador tende a fornecer um nível de fluxo que conduz a um ponto de eficiência sub-ótimo.

O segundo tipo, chamado de controlador de busca, mede a potência de entrada do motor e, em intervalos de tempos fixos, busca o valor que resulta na mínima potência de entrada em determinada velocidade e torque de carga [28]. Neste método, ao contrário do primeiro, não

existe a necessidade do conhecimento dos parâmetros do motor e o procedimento de busca é simples de ser implementado. Todavia, a minimização da função da potência de entrada pode passar por sérias limitações, tais como: dificuldades na obtenção de um valor preciso da potência de entrada [28,29] e a não obtenção do valor mínimo da função da potência de entrada pelo fato da mesma ser “achatada ao redor do seu mínimo” [30]. Nestas condições, o controlador de busca não consegue atingir uma condição de regime permanente o que causa oscilações nos níveis de fluxo que resultam em indesejáveis distúrbios de torque eletromagnético [28,29]. Além disso, o controlador de busca é considerado lento no fornecimento do fluxo ótimo que maximiza a eficiência [30].

O terceiro tipo de controlador usa uma tabela de busca [26,27] que fornece o fluxo ótimo para diferentes pontos de operação do motor. Esta tabela para cobrir os mais diferentes pontos de operação requer que um grande número de medições prévias seja feito, e isto nem sempre é possível. Assim, essa tabela de busca estaria restrita aos motores cujas medições prévias tivessem sido feitas e como essa tabela não contém todos os pontos possíveis de operação para os motores analisados, a mesma normalmente fornece um fluxo que conduz a um ponto de eficiência sub-ótimo.

Neste capítulo, um controlador para maximização da eficiência (CME) baseado no modelo das perdas elétricas controláveis de um motor de indução é elaborado. Em seguida, um controlador fuzzy (CFME) é projetado de tal forma a fornecer um nível de fluxo que resulta no aumento desta eficiência. Assim, os efeitos devido às limitações no modelo das perdas controláveis (tais como, efeitos dos harmônicos, incertezas dos parâmetros e não contemplação de outras perdas) podem ser superados através deste controlador fuzzy. Além de aumentar a robustez, o controlador fuzzy permite melhorar a velocidade de convergência em relação ao controlador de busca.

Esses dois controladores de maximização da eficiência do motor de indução são testados com o controle direto de torque implementado (DTC-Buja). Os resultados de simulação, apresentados no final deste capítulo, mostram a significativa melhoria na eficiência mesmo considerando no estudo um motor de alto rendimento.

4.2 Elaboração do Controlador Baseado no Modelo de Perdas

A melhoria da eficiência de um motor de indução pode ser conseguida pela aplicação de um valor de fluxo de referência de estator adequado que minimize as suas perdas. Em regime permanente, especialmente em condições de carga leve, e sem significativas alterações no valor da carga, um valor mais alto de eficiência pode ser obtido diminuindo a amplitude do fluxo de estator. Assim, para se obter a máxima eficiência em um motor de indução, o fluxo de estator deve ser ajustado de acordo com o torque de referência. Se porventura, deseja-se torque eletromagnético elevado ou a sua rápida resposta, isto pode não ser conseguido. Neste caso, é recomendável manter a amplitude do fluxo de estator no seu valor nominal.

As perdas em um motor de indução são classificadas em perdas controláveis e não controláveis [31]. As perdas controláveis são as que não são afetadas pela presença de harmônicos na tensão de alimentação, são elas:

- 1) As perdas ôhmicas no enrolamento do estator e no enrolamento do rotor devido as correntes na frequência fundamental.
- 2) As perdas no núcleo devido a histerese e correntes de Foucault na frequência fundamental. É apresentado na Seção 4.2.1.1 o modelamento destas perdas.

As perdas por atrito e ventilação são proporcionais ao quadrado da velocidade e a área da superfície de contato, respectivamente. As perdas elétricas não controláveis são as denominadas de “stray-losses” que representam o excesso das perdas (que ocorrem em um motor de indução em dada condição de operação) acima da soma das perdas no cobre, no núcleo, e das perdas devido ao atrito e ventilação [32,34,36]. Elas são devidas à distribuição não linear das perdas no cobre do motor e adicionalmente, das perdas no núcleo produzidas pela distorção do fluxo magnético [32,35]. Equações empíricas tentam modelar essas perdas de maneira similar as perdas que ocorrem no núcleo do motor de indução [26,36]. Alguns autores consideram essas perdas proporcionais ao quadrado do produto do módulo da corrente de rotor referida ao estator e a velocidade mecânica [26,37]. Outros autores consideram proporcionais ao quadrado da tensão na indutância de dispersão de estator [36,38]. A obtenção dos parâmetros que regem essas equações requer que rigorosos procedimentos sejam seguidos. Além disso, esses parâmetros variam com os níveis e frequências dos harmônicos existentes. A norma NEMA considera que as

perdas de “stray-losses” para motores tipo B operando a plena carga são da ordem de 16% das perdas totais [35].

O modelo baseado nas perdas controláveis do motor de indução será utilizado para a elaboração do controlador de maximização da eficiência (CME). A função que representa o total destas perdas controláveis é minimizada no ponto de operação (torque eletromagnético e velocidade mecânica constante) com o objetivo de obter o fluxo que resulte na mínima perda. Assim, as perdas por atrito e ventilação, que são constantes em determinada velocidade, não influenciam na obtenção do valor do fluxo ótimo ou seja, consegue-se minimizar a função que representa o total das perdas elétricas controláveis. Analiticamente, a solução da minimização desta função é obtida através de variável auxiliar que se relaciona com o módulo do vetor fluxo de estator $|\bar{\lambda}_s|$. No caso, esta variável auxiliar é o ângulo entre os vetores da corrente de rotor e a corrente de magnetização equivalente senoidal (ângulo β), conforme está apresentado na Figura 4.2.

A subseção seguinte apresenta a formulação do problema de minimização das perdas elétricas controláveis em um motor de indução. No final, uma função de perdas tendo como variáveis o torque de referência T^* e o ângulo entre o vetor da corrente de rotor e a corrente de magnetização equivalente senoidal (ângulo β) é obtida. Esta função tem como variável implícita a velocidade mecânica do motor isto é, para cada valor de velocidade mecânica uma diferente função de perdas é obtida. Por isso, a minimização desta função é obtida considerando torque e velocidade mecânica constantes para cada ponto de operação.

Esta formulação do problema de minimização das perdas elétricas em um motor de indução foi proposta inicialmente por Takahashi *et al* [4] e, uma das contribuições deste trabalho está na sua completa demonstração e adequação ao DTC-Buja.

4.2.1 Minimização das Perdas Elétricas Controláveis no M.I.

Para a obtenção da relação entre o fluxo de referência de estator λ_s^* e o torque de referência T^* que minimize as perdas elétricas controláveis no motor de indução, parte-se da equação das perdas elétricas controláveis por fase do circuito equivalente de uma máquina de indução (Equação (4.1)) e, busca-se a sua minimização.

$$\text{Perdas} = R_s \cdot |\bar{I}_s|^2 + R_r \cdot |\bar{I}_r'|^2 + R_i \cdot |\bar{I}_0|^2 \quad (4.1)$$

na qual,

- R_s e R_r são as resistências de estator e de rotor referida ao estator, respectivamente.
- R_i é a resistência equivalente série das perdas no núcleo devido a uma única fase.
- $|\bar{I}_s|$, $|\bar{I}_r'|$ e $|\bar{I}_0|$ são os valores RMS das correntes do estator, do rotor referida ao estator e a da corrente de magnetização, respectivamente.

O circuito equivalente por fase de um M.I. está apresentado na figura abaixo:

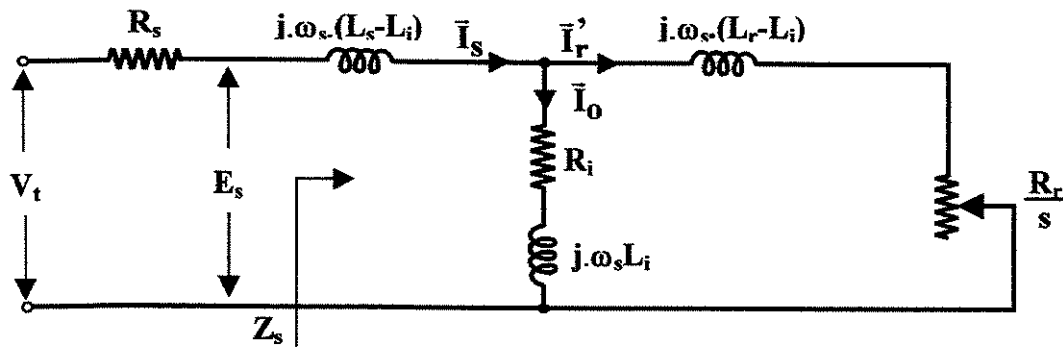


Figura 4.1 Circuito equivalente por fase do motor de indução
(Resistência equivalente das perdas no núcleo em série)

nesta figura,

- L_s e L_r são as indutâncias próprias do estator e do rotor, respectivamente.
- L_i é a indutância de magnetização do circuito equivalente série.
- Z_s é a impedância de entrada do circuito equivalente por fase sem incluir a resistência de estator R_s .
- ω_s é a frequência elétrica síncrona em rad.elét./s e s é o escorregamento em pu.
- V_t e E_s são os fasores de tensão que representam a tensão terminal e a tensão induzida pelo fluxo de estator, respectivamente.

Para a minimização da Equação (4.1) , obtém-se a relação entre as correntes do circuito equivalente do motor de indução levando em considerações as três hipóteses seguintes:

- 1) A corrente de magnetização é representada pela sua senoidal equivalente.
- 2) A resistência do circuito de magnetização é desprezada ($R_i = 0$).
- 3) Os fluxos de dispersão de estator e rotor são desprezados, em decorrência disto, todo o fluxo produzido pelo estator é concatenado com o circuito de magnetização. Assim,

$$|\vec{E}_s| = |j \cdot \omega_s \cdot L_s \cdot \vec{I}_0|.$$

Por causa dessas considerações, a relação final que se obtém entre o fluxo de estator e o torque eletromagnético (Equação (4.12)) que fornece as mínimas perdas elétricas por fase do circuito equivalente, e por conseguinte, as mínimas perdas elétricas totais da máquina, é uma relação aproximada.

De acordo com a primeira consideração, as correntes do circuito equivalente podem ser apresentadas pelo diagrama fasorial da Figura 4.2.

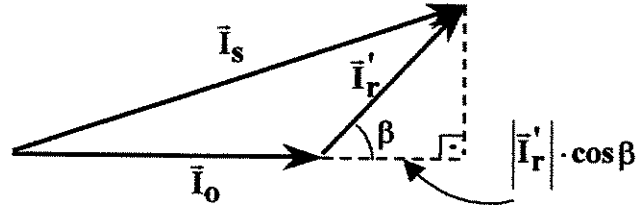


Figura 4.2 Diagrama fasorial das correntes

A partir da Figura 4.2, pode-se obter a seguinte equação:

$$|\vec{I}_s|^2 = |\vec{I}_0|^2 + |\vec{I}_r'|^2 + 2 \cdot |\vec{I}_0| \cdot |\vec{I}_r'| \cdot \cos \beta \quad (4.2)$$

Substituindo a Equação (4.2) na Equação (4.1) e, rearrumando os termos, tem-se:

$$\text{Perdas} = (R_s + R_r) \cdot |\vec{I}_r'|^2 + (R_s + R_i) \cdot |\vec{I}_0|^2 + 2 \cdot R_s \cdot |\vec{I}_0| \cdot |\vec{I}_r'| \cdot \cos \beta \quad (4.3)$$

Para a obtenção da relação entre os módulos das correntes do rotor referida ao estator $|\bar{I}_r'|$ e da corrente de magnetização $|\bar{I}_0|$ obtém-se, inicialmente, o lugar geométrico no plano complexo da impedância de entrada Z_s do circuito equivalente, desde a condição de escorregamento igual a zero ($s=0$) até a condição de escorregamento infinito ($s=\infty$), conforme está apresentado na Figura 4.3.

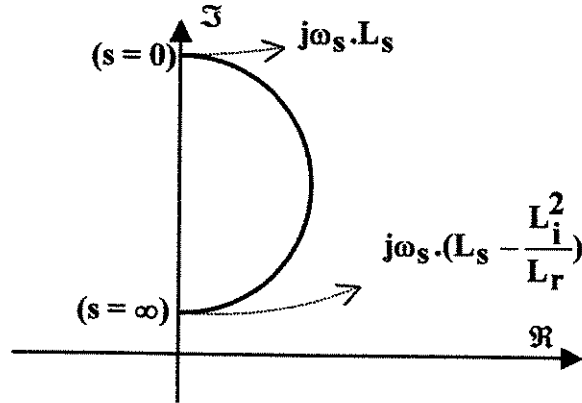


Figura 4.3 Lugar geométrico da impedância Z_s

O fasor da corrente de entrada $\bar{I}_s$ é igual ao quociente entre o fasor da tensão de entrada $\bar{E}_s$ e a impedância complexa de entrada Z_s . A terceira consideração de aproximação é utilizada ou seja, $\bar{E}_s = j \cdot \omega_s \cdot L_s \cdot \bar{I}_0$. Assim, o lugar geométrico no plano complexo do fasor da corrente de estator $\bar{I}_s$ desde a condição $s=0$ até $s=\infty$ pode ser obtido e, está apresentado na Figura 4.4.

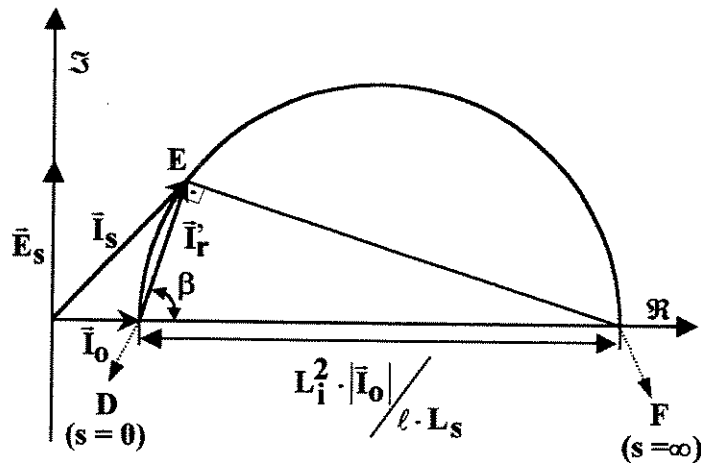


Figura 4.4 Lugar geométrico das correntes de estator do circuito equivalente do motor de indução

nesta figura, $\ell = \frac{L_s \cdot L_r - (L_i)^2}{L_s}$ e o diâmetro da semi-circunferência é a distância entre os pontos $\bar{I}_s(s=0)$ e $\bar{I}_s(s=\infty)$. Qualquer triângulo **DÊF** inscrito nesta semicircunferência é um triângulo retângulo (os pontos **D** e **F** são fixos e **E** é um ponto pertencente a circunferência). A partir disto, pode-se obter:

$$\cos\beta = \frac{|\bar{I}_r'|}{L_i^2 \cdot |\bar{I}_o| / \ell \cdot L_s} \quad (4.4)$$

Manipulando a Equação (4.4), obtém-se a relação entre os módulos da corrente do rotor referida ao estator $|\bar{I}_r'|$ e da corrente de magnetização $|\bar{I}_o|$.

$$|\bar{I}_r'| = \frac{L_s}{(L_s/L_i)^2 \cdot \ell} \cdot |\bar{I}_o| \cdot \cos\beta \quad (4.5)$$

O torque eletromagnético pode ser obtido pela seguinte equação [4]:

$$\begin{aligned} T &= 3 \cdot P \cdot \left(\bar{\lambda}_s \times \bar{I}_r' \right) \\ &= 3 \cdot P \cdot |\bar{\lambda}_s| \cdot |\bar{I}_r'| \cdot \sin\beta \end{aligned} \quad (4.6)$$

na qual, P é o total de pares de pólos da máquina e $|\bar{\lambda}_s|$ e $|\bar{I}_r'|$ são os valores RMS do fluxo de estator e da corrente de rotor referida ao estator e β é o ângulo entre os fasores $\bar{\lambda}_s$ e $\bar{I}_r'$.

Novamente considerando $|\bar{\lambda}_s| = L_s \cdot |\bar{I}_o|$, e substituindo a Equação (4.5) em (4.6) obtém-se o quadrado do módulo da corrente de magnetização:

$$|\bar{I}_o|^2 = \frac{1}{3 \cdot P} \cdot \frac{T \cdot (L_s/L_i)^2 \cdot \ell}{L_s^2 \cdot \cos\beta \cdot \sin\beta} \quad (4.7)$$

Substituindo a Equação (4.5) na Equação (4.3) e em seguida, nesta equação resultante, substituindo a Equação (4.7), obtém-se a equação das perdas elétricas controláveis por fase de um motor de indução em função do torque eletromagnético, do ângulo espacial entre as correntes de rotor referida ao estator, e de magnetização, e dos parâmetros da máquina.

$$\text{Perdas}(T, \beta) = \frac{2 \cdot T \cdot (L_s/L_i)^2 \cdot \ell}{3 \cdot P \cdot L_s^2} \cdot \left[\frac{A \cdot (\cos \beta)^2 + B}{\sin 2\beta} \right] \quad (4.8)$$

$$\text{na qual, } A = \frac{L_s}{(L_s/L_i)^2 \cdot \ell} \cdot \left[\frac{L_s \cdot (R_s + R_r)}{(L_s/L_i)^2 \cdot \ell} + 2 \cdot R_s \right] \quad \text{e} \quad B = R_s + R_i.$$

As mínimas perdas ocorrem quando $\left. \frac{\partial \text{Perdas}}{\partial \beta} \right|_{T, \omega_m \text{ ctes.}} = 0$. Assim, para esta

condição, obtém-se:

$$\beta = \arctan \left(\sqrt{\frac{A+B}{B}} \right) \quad (4.9)$$

A partir de (4.9), determina-se $\sin \beta = \sqrt{\frac{A+B}{A+2 \cdot B}}$ e $\cos \beta = \sqrt{\frac{B}{A+2 \cdot B}}$

Substituindo o módulo da corrente de rotor referida ao estator (Equação (4.5)) na equação do torque eletromagnético (Equação (4.6)), obtém-se:

$$T = 3 \cdot P \cdot \frac{|\bar{\lambda}_s|^2}{(L_s/L_i)^2 \cdot \ell} \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta \quad (4.10)$$

Nesta equação, substituindo os valores do seno β e do cosseno β que fornece as mínimas perdas elétricas controláveis, obtém-se o torque eletromagnético, para determinado nível de fluxo de

estator $|\bar{\lambda}_s|$, que deve ser exigido do motor para que as perdas elétricas controláveis sejam mínimas.

$$T = 3 \cdot P \cdot \frac{\sqrt{A \cdot B + B^2}}{(L_s/L_i)^2 \cdot \ell} \cdot \frac{|\bar{\lambda}_s|^2}{(A + 2 \cdot B)} \quad (4.11)$$

na qual, $|\bar{\lambda}_s|$ é o valor RMS do fluxo de estator.

O torque eletromagnético deve satisfazer o ponto de operação da máquina (velocidade e torque de carga) e é estabelecido pelo torque de referência T^* que é a variável de entrada do controlador. Assim, o valor de pico do fluxo de referência de estator o qual alimenta o controle direto de torque ($\lambda_s^* = \sqrt{2} \cdot |\bar{\lambda}_s|$), obtido a partir da Equação (4.11), deve ser ajustado para que se obtenha as mínimas perdas elétricas para um determinado valor de torque de referência T^* .

$$\lambda_s^* = \sqrt{\frac{2}{3 \cdot P} \cdot \frac{(A + 2 \cdot B) \cdot (L_s/L_i)^2 \cdot \ell \cdot T^*}{\sqrt{A \cdot B + B^2}}} \quad (4.12)$$

4.2.1.1 Determinação da Resistência Equivalente do Circuito de Magnetização

A resistência equivalente série das perdas no núcleo do motor de indução devido a uma única fase R_i necessita ser determinada pois, o seu valor é necessário no cálculo do coeficiente B ($B=R_s+R_i$) presente na Equação (4.12) que determina o fluxo ótimo que minimiza as perdas elétricas controláveis em um motor de indução. Por esta razão, as perdas no núcleo do motor de indução, devido a cada uma das fases, são determinadas e, a partir deste valor obtém-se o valor da resistência R_i .

As perdas no núcleo do motor de indução consistem das perdas devido a histerese e devido as correntes de Foucault. As perdas por correntes de Foucault podem ser expressas, com uma boa aproximação [39], por:

$$P_e = K_e \cdot f^2 \cdot \lambda_m^2 \quad (4.13)$$

na qual,

- K_e é um coeficiente que depende dos aspectos construtivos da máquina tais como: geometria, tamanho, espessura de laminação e resistividade do ferro.
- f é a frequência fundamental do fluxo.
- λ_m é o valor de pico do fluxo de magnetização ou de entreferro.

As perdas por histerese podem ser empiricamente modelada por:

$$P_h = K_h \cdot f \cdot \lambda_m^n \quad (4.14)$$

na qual,

- K_h é um coeficiente que depende das características magnéticas do ferro e do tamanho da máquina.
- O expoente n varia entre 1.5 a 2.5 com um valor de 2.0 freqüentemente usado para estimativas em máquinas elétricas [32].

Assim, as perdas no núcleo do estator P_{cs} devido a frequência fundamental do fluxo mútuo λ_m operando na frequência fundamental f , pode ser expresso por:

$$P_{cs} = K_e \cdot f^2 \cdot \lambda_m^2 + K_h \cdot f \cdot \lambda_m^n \quad (4.15)$$

Sob condição normal, a frequência do rotor é fração da frequência do estator. Assim, as correspondentes perdas no núcleo do rotor são dadas por:

$$P_{Cr} = K_e \cdot (sf)^2 \cdot \lambda_m^2 + K_h \cdot sf \cdot \lambda_m^2 \quad (4.16)$$

na qual, s é o escorregamento em por unidade da máquina. Considera-se K_e e K_h respectivamente iguais para o cálculo das perdas no núcleo do estator e do rotor.

As perdas totais no núcleo P_C são obtidas pela soma das Equações (4.15) e (4.16):

$$P_C = P_{Cs} + P_{Cr} = \left[K_h \cdot \left(\frac{1+s}{f} \right) + K_e \cdot (1+s^2) \right] \cdot f^2 \cdot \lambda_m^2 \quad (4.17)$$

O fluxo mútuo ou de entreferro é relacionado com a tensão de entreferro por:

$$\lambda_m = \sqrt{K_C} \cdot \frac{V_m}{f} \quad (4.18)$$

na qual, K_C é um coeficiente que depende das características magnéticas do ferro e do tamanho da máquina e, este coeficiente é constante com o fluxo trabalhando na sua região linear.

A partir da Equação (4.18), a equação que representa as perdas totais no núcleo P_C , é reescrita (Equação (4.19)). Como pode ser observado, essas perdas dependem do escorregamento em por unidade s e da frequência da fundamental do fluxo de magnetização f .

$$P_C = P_{Cs} + P_{Cr} = K_C \cdot \left[K_h \cdot \left(\frac{1+s}{f} \right) + K_e \cdot (1+s^2) \right] \cdot V_m^2 \quad (4.19)$$

O circuito equivalente por fase da máquina de indução é rerepresentado na Figura 4.5 considerando agora que as perdas totais por fase no núcleo é representada pela resistência R_m em paralelo com a reatância de magnetização cujo valor é obtido através da Equação (4.20).

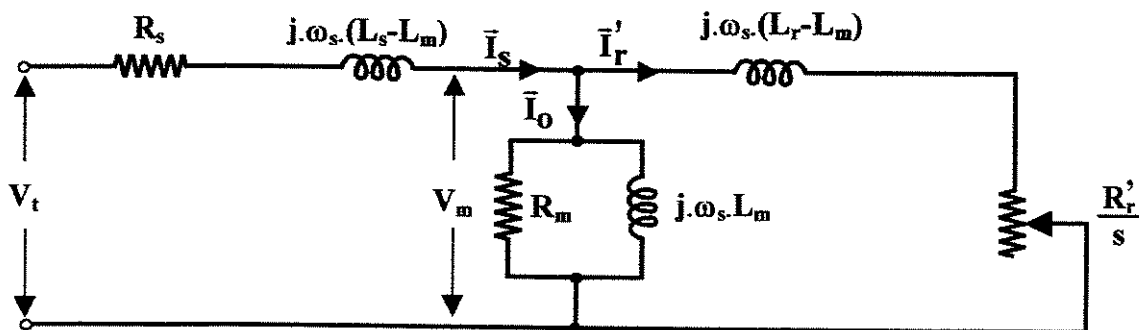


Figura 4.5 Circuito equivalente por fase do motor de indução
(Resistência equivalente das perdas no núcleo em paralelo)

$$R_m = \frac{V_m^2}{(P_c/3)} \quad (4.20)$$

Substituindo a Equação (4.19) na Equação (4.20) e, denominando para simplificação $C = K_c \cdot K_h$ e $D = K_c \cdot K_e$, obtém-se a resistência R_m do circuito equivalente por fase da máquina de indução apresentada na Figura 4.5. As perdas nesta resistência representam 1/3 das perdas elétricas controláveis totais no núcleo de uma máquina de indução.

$$R_m(s, f) = \frac{3 \cdot f}{C \cdot (1 + s) + D \cdot f \cdot (1 + s^2)} \quad (4.21)$$

Para a determinação da resistência R_i a partir do valor da resistência R_m , utiliza-se da equivalência entre os circuitos de magnetização apresentados nas Figuras 4.1 e 4.5. Para um melhor entendimento, a Figura 4.6 é apresentada:

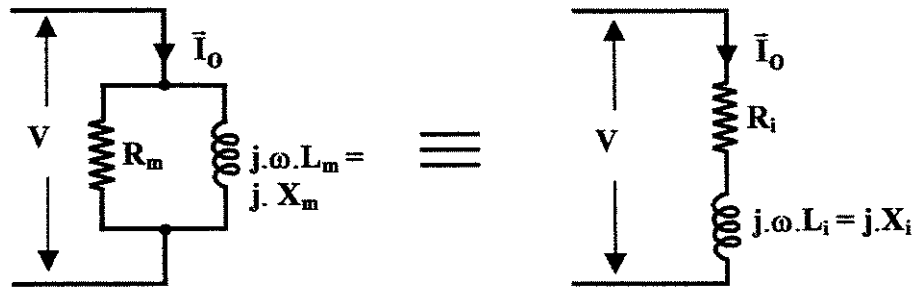


Figura 4.6 Equivalência entre o circuito série e paralelo

Pela equivalência entre os circuitos série e paralelo, a resistência R_i e a reatância X_i podem ser obtidas a partir dos valores da resistência R_m e da reatância X_m :

$$R_i = \frac{R_m \cdot X_m^2}{R_m^2 + X_m^2} \quad (4.22)$$

$$X_i = \frac{R_m^2 \cdot X_m}{R_m^2 + X_m^2} \quad (4.23)$$

Substituindo a Equação (4.21) na Equação (4.22) e considerando que X_m é igual a $2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_m$, obtém-se a resistência R_i em função do escorregamento s e da frequência fundamental do fluxo de magnetização f .

$$R_i(s, f) = \frac{12 \cdot f \cdot \pi^2 \cdot L_m^2 \cdot [C \cdot (1 + s) + D \cdot f \cdot (1 + s^2)]}{9 + 4 \cdot \pi^2 \cdot L_m^2 \cdot [C \cdot (1 + s) + D \cdot f \cdot (1 + s^2)]^2} \quad (4.24)$$

Os coeficientes C e D presentes na Equação (4.24) foram determinados para o motor de indução cujos dados de placa e parâmetros estão presentes no Apêndice A. O procedimento para a obtenção desses coeficientes encontra-se apresentado na subseção seguinte.

O valor da indutância L_i obtido a partir da Equação (4.23) é aproximadamente igual ao valor a indutância L_m que é obtido através do ensaio de rotor bloqueado do motor de indução. Observou-se através de ensaios, que os valores das indutâncias do circuito equivalente do motor de indução são praticamente constantes, para diferentes frequências da tensão de alimentação.

4.2.1.2 Procedimento para a Determinação dos Coeficientes C e D

A determinação dos coeficientes C e D presentes nas Equações (4.21) e (4.24) é feita a partir do ajuste da curva experimental da resistência do ramo paralelo de magnetização com a curva que se obtém a partir da Equação (4.21), considerando o escorregamento igual a zero.

Considerando o escorregamento igual a zero ($s=0$) na Equação (4.21), obtém-se a seguinte equação da resistência do ramo de magnetização paralelo:

$$R_m(f) = \frac{3 \cdot f}{C + D \cdot f} \quad (4.25)$$

O formato da curva de R_m que se obtém a partir da Equação (4.25) está apresentado na Figura 4.7:

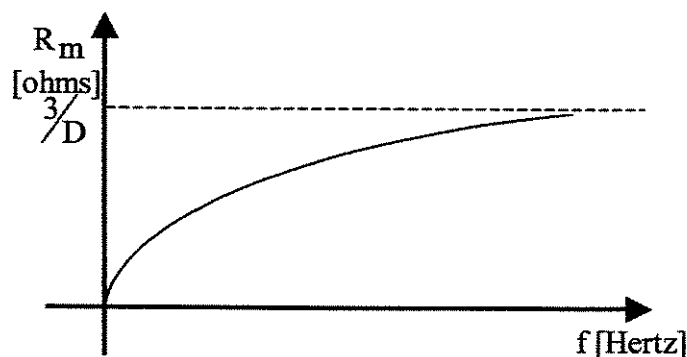


Figura 4.7 Formato da curva da resistência R_m

A curva experimental da resistência R_m é obtida alimentando o motor de indução em diversos níveis de tensão e frequência a partir de um Gerador Síncrono (G.S.) acoplado mecanicamente a um motor de Corrente Contínua (C.C.). O ajuste da frequência do G.S. é feito através do controle de velocidade do motor C.C. e o ajuste de tensão do motor de indução é feito através do ajuste da corrente de excitação do G.S. O motor é alimentado de tal forma que a relação V/f seja aproximadamente constante, e igual ao quociente entre a tensão nominal e a frequência nominal do motor de indução, de tal forma a manter sempre o fluxo nominal no circuito de magnetização.

O circuito equivalente do motor de indução, considerando escorregamento igual a zero é apresentado na Figura 4.8. Como os parâmetros do motor R_s , L_s e L_m variam muito pouco com a frequência conforme foi comprovado experimentalmente, os mesmos são considerados constantes e foram determinados previamente nos ensaios em vazio e de rotor bloqueado na condição nominal de operação.

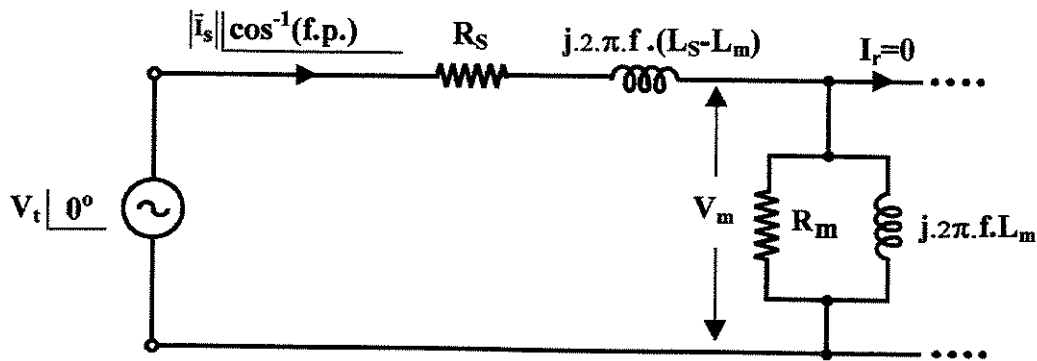


Figura 4.8 Circuito equivalente do motor de indução considerando $s=0$

Para cada uma das frequências da tensão de alimentação nas quais o motor é alimentado, mede-se o módulo da corrente de estator $|\bar{I}_s|$, o fator de potência de entrada f.p. e a potência ativa de entrada P_{ent} . Com esses resultados e com os valores da tensão e da frequência de alimentação, calcula-se o módulo da tensão de entreferro $|\bar{V}_m|$. Em seguida, o valor da resistência R_m é calculado considerando a perda na resistência R_s e, que a potência de entrada P_{ent} obtida corresponde as perdas ativas devido as três fases.

$$R_m(f) = \frac{|\bar{V}_m|^2}{(P_{ent}/3) - R_s \cdot |\bar{I}_s|^2} \quad (4.26)$$

Após a obtenção dos valores da resistência R_m para diversas frequências de alimentação, é feito o ajuste desses pontos com a Equação (4.25) através do software Mathcad (versão 5.0). O maior número de pontos (f, R_m) foi obtido para uma maior precisão na obtenção dos coeficientes C e D.

Para o motor cujos parâmetros estão apresentados no Apêndice A, os coeficientes C e D foram determinados. Na Figura 4.9 são apresentados os valores da resistência de magnetização R_m obtida através do teste experimental e a curva obtida utilizando a Equação (4.26). Nesta figura, também é apresentado o ajuste dessa curva que é feito através da Equação (4.25) cujos os coeficientes C e D são iguais a 0.136 e 5.307×10^{-4} , respectivamente.

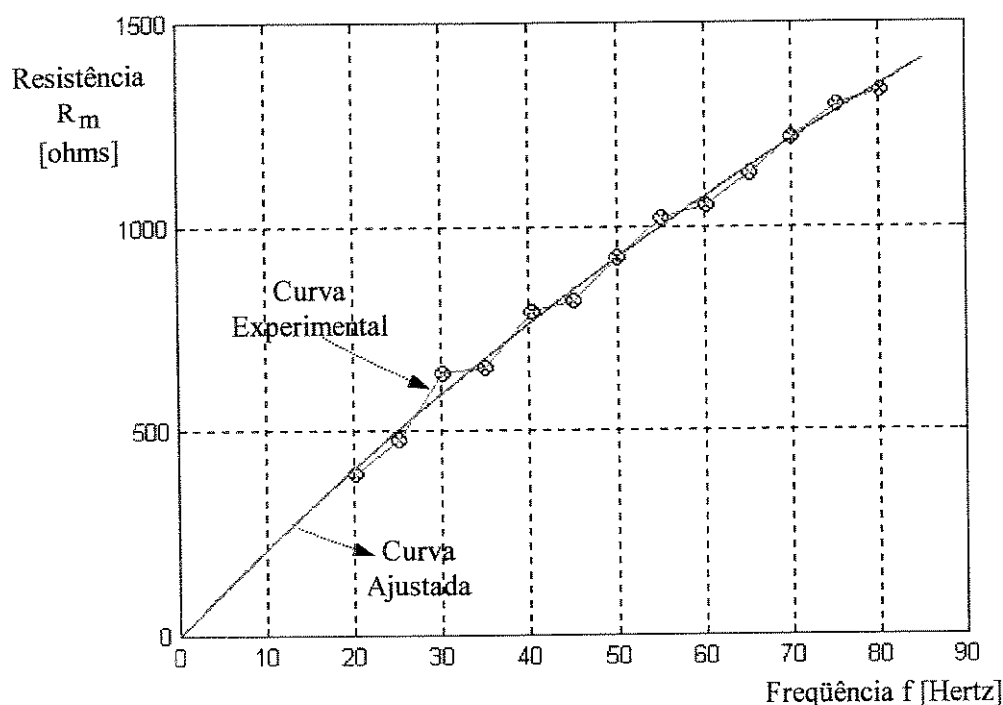


Figura 4.9 Curvas experimental e ajustada da resistência de magnetização R_m

4.3 Controlador de Maximização da Eficiência e a sua Interligação com DTC Buja

A minimização das perdas no motor de indução obtida através da aplicação do fluxo de referência ótimo de estator, considera que o mesmo esteja operando em regime permanente ou seja, em determinada condição de velocidade e torque constantes. Assim, a partir do erro entre as velocidades de referência ω_m^* e mecânica do motor ω_m , o regulador PI gera o torque de referência T^* correspondente que, na condição de regime permanente, tem o seu valor aproximadamente igual ao torque de carga T_C .

O controlador projetado para a maximização da eficiência (CME) do motor de indução, apresentado na Seção 4.2, tem como variáveis de entrada a velocidade síncrona ω_s , a velocidade mecânica do motor ω_m e o torque de referência T^* . A saída deste controlador é o fluxo de referência de estator λ_s^* que é a variável de entrada do DTC implementado. O diagrama de blocos do controlador é apresentado na Figura 4.10.

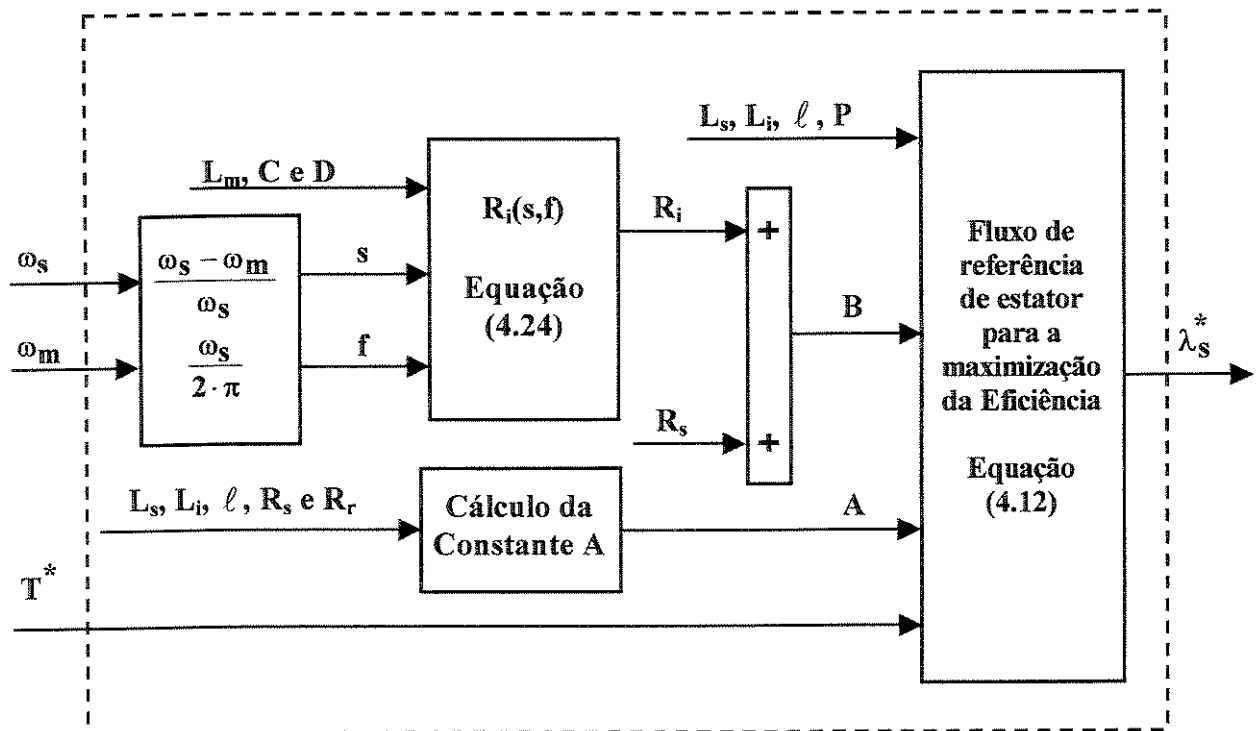


Figura 4.10 Diagrama de blocos do CME

A interligação do CME com o DTC-Buja é apresentada na Figura 4.11. Neste esquema, o regulador PI gera o torque de referência T^* (a partir do erro entre a velocidade de referência ω_m^* e a velocidade mecânica ω_m) que é uma das variáveis de entrada tanto para o CME como para o DTC-Buja; a outra variável de entrada é o fluxo de referência de estator λ_s^* o qual é fornecido pelo CME. A velocidade síncrona ω_s , uma das variáveis utilizadas dentro do DTC-Buja, e a velocidade mecânica do motor ω_m são as outras variáveis de entrada do CME.

A velocidade mecânica do motor ω_m é obtida através de transdutor de velocidade (“encoder”). De maneira alternativa, esta velocidade pode ser estimada através de algoritmo específico que utiliza as tensões, correntes e parâmetros do motor como exemplo, tem-se aquele que utiliza a técnica do Modelo de Referência (MRAS-Model Reference Adaptive System). Em [40], artigo em co-autoria, é empregada a técnica MRAS na qual o mecanismo de adaptação que utiliza regulador PI é substituído com sucesso por um regulador neuro-fuzzy.

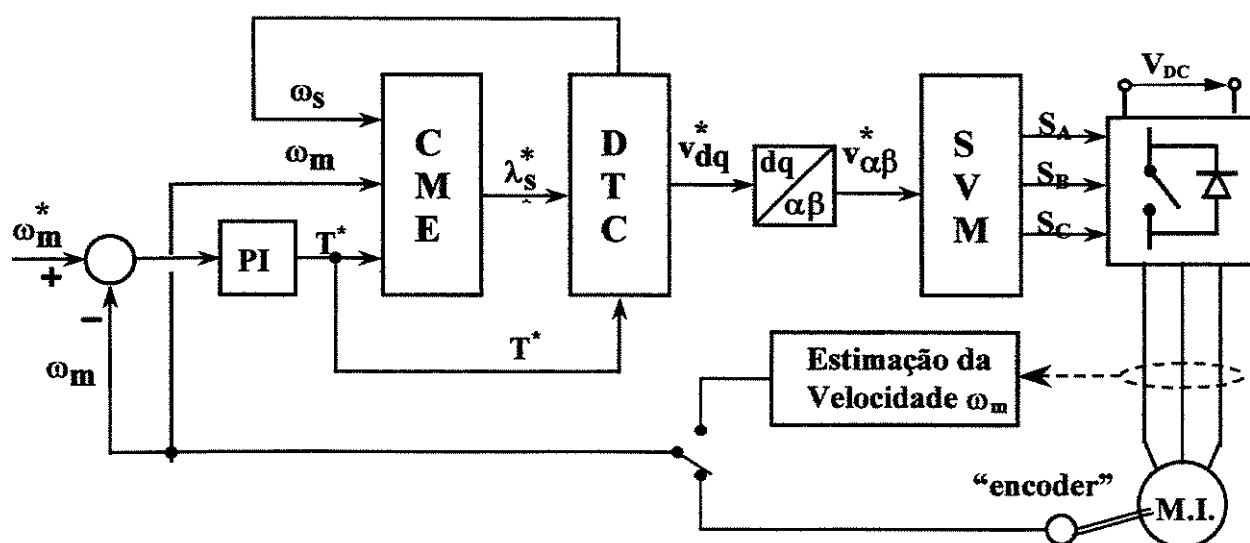


Figura 4.11 Diagrama de blocos da interligação do CME com o DTC Buja

4.3.1 Avaliação do Aumento da Eficiência com a Utilização do CME

O valor da eficiência de um motor de indução alimentado por tensões trifásicas equilibradas é fortemente dependente do seu escorregamento e, se forem consideradas apenas as perdas relacionadas ao circuito do rotor obtém-se a chamada eficiência ideal ou também chamada, de eficiência interna do motor de indução que é igual a $(1-s) \times 100\%$ [41]. O motor que está sendo analisado (Apêndice A) é de alto rendimento, cuja eficiência ideal nas condições nominais seria da ordem de 96%. Caso um motor de indução seja alimentado por um sistema retificador-inversor cujo controle estabelece a frequência síncrona de operação (a partir basicamente da velocidade de referência ω_m^*), o valor da eficiência dependerá da velocidade mecânica de operação ω_m , do torque de carga T_c e do valor do fluxo de estator estabelecido como referência para controle direto de torque.

O modelo do motor de indução utilizado para simulação contempla a resistência de magnetização R_m cujo valor é função da frequência síncrona ω_s e do escorregamento s . Este modelo, testado através do Simulink (Matlab 5.3), foi adaptado a partir de modelo implementado por L. Araújo [42]. O cálculo da resistência de magnetização R_m , neste modelo, é feito através da Equação (4.21) na qual, os coeficientes C e D foram determinados para o motor de indução cujos dados de placa e parâmetros estão presentes no Apêndice A e, são iguais a 0.136 e 5.307×10^{-4} , respectivamente. O procedimento para a obtenção desses coeficientes encontra-se apresentado na Seção 4.2.1.2.

Os resultados de simulação que serão apresentados a seguir representam tendências e valores aproximados, que serão utilizados como balizamento em implementação experimental visto que, o modelo de simulação não inclui, as perdas “stray-losses”, as perdas por atrito e ventilação e as perdas no inversor.

Para avaliar o aumento da eficiência do motor de indução gerado pela utilização do CME associado ao esquema DTC-Buja, simulações são realizadas para diferentes valores de

velocidade de referência ω_m^* (300,600,900,1200,1500 e 1730 rpm) e para diferentes valores de Torque de Carga T_c . Para cada uma das condições de operação, estabelece-se para o DTC-Buja como referência de fluxo de estator o seu valor nominal. Em seguida, após a condição de regime permanente, o CME entra em operação e estabelece o novo valor de fluxo de referência de estator a ser utilizado pelo DTC-Buja. Para cada uma dessas duas situações de regime, obtém-se a Eficiência percentual do motor de indução (E%) através da seguinte equação:

$$E(\%) = \frac{\text{Potência de Saída}}{\text{Potência de Entrada}} \cdot 100\% = \frac{\omega_m \cdot T_c}{\frac{3}{2} \cdot (v_{s\alpha} \cdot i_{s\alpha} + v_{s\beta} \cdot i_{s\beta})} \cdot 100\% \quad (4.27)$$

na qual, a constante $3/2$ no denominador está presente pois na transformação trifásica- $\alpha\beta$ a amplitude dos componentes $\alpha\beta$ de corrente e tensão são iguais as suas respectivas amplitudes trifásicas de fase [33,43].

Como pode ser observado na Equação (4.27), será utilizado por conveniência o valor da potência instantânea de entrada resultando desta forma, em cada caso sob análise, na obtenção de valor aproximado e abaixo da eficiência percentual real do motor de indução.

As curvas de eficiência percentual do M.I. em relação à velocidade mecânica ω_m para diversos valores de Torque de Carga e na condição de fluxo de referência de estator no seu valor nominal ($\lambda_{sn}^* = 0.778 \text{ Wb}$) são mostradas na Figura 4.12. Como pode ser observado, o valor da eficiência cresce à medida que o valor do Torque de Carga aumenta e isto se justifica, pois as perdas magnéticas no núcleo mantêm-se praticamente constante para diferentes valores de Potência de Saída.

Na Figura 4.13 são mostradas as curvas da eficiência percentual do M.I. em relação à velocidade mecânica ω_m para quatro diferentes valores de fluxo de referência (100, 75, 50 e 25% do valor do fluxo nominal) com o Torque de Carga mantido constante e igual a 10% do torque de carga nominal (1.2 Nm). Pode-se observar que o valor da eficiência cresce à medida que o valor do fluxo nominal é reduzido e isto se justifica, pois as perdas magnéticas no motor são reduzidas à medida que o fluxo de estator tem o seu valor diminuído, enquanto que as perdas no cobre não crescem com a mesma intensidade. Porém, vale salientar que houve redução na eficiência do motor quando este opera com 25% do valor do fluxo nominal em comparação a

50% do valor de fluxo nominal e, isto se deve por ter ocorrido uma menor diminuição nas perdas no ferro em comparação ao aumento nas perdas no cobre devido esta redução de fluxo ou seja, o valor do fluxo ótimo que minimiza as perdas elétricas controláveis deste motor encontra-se entre estes dois valores. Deve-se ressaltar, conforme foi apresentado na Seção 2.3, a redução do valor do fluxo compromete a capacidade de variação do torque eletromagnético.

A Figura 4.14 contém as curvas da eficiência percentual em relação à velocidade mecânica nas condições de fluxo de referência de estator obtido através do CME para diversos valores de Torque de Carga. Para notabilizar a importância do CME no aumento da eficiência, os valores de Torque de Carga estabelecidos são de valores reduzidos e iguais a 10, 20, 30 e 40% do torque de carga nominal. Na Figura 4.15 são apresentadas as curvas com o ganho percentual na eficiência para os valores de torque de carga anteriormente estabelecidos considerando a utilização do fluxo "ótimo" obtido pelo CME ao invés do fluxo nominal de referência. Como pode ser observado nesta figura, o ganho percentual da eficiência com a utilização do CME para o estabelecimento do fluxo de referência de estator no DTC-Buja é significativo e, torna-se ainda mais evidente para baixos valores de torque de carga.

As curvas com os valores de fluxo obtidos pelo CME para diversos valores de torque de carga em relação a velocidade mecânica ω_m são apresentadas na Figura 4.16. Como pode ser observado nesta figura, o valor do "fluxo ótimo" λ_{soa} obtido através do CME cresce à medida que a velocidade mecânica é reduzida. Para entender este comportamento, parte-se da idéia inicial do que vem a significar o "fluxo ótimo": É o fluxo que resulta no ponto equilíbrio entre diminuição das perdas no núcleo e aumento das perdas no cobre e vice-versa. Em baixas frequências, as perdas no núcleo já são reduzidas, e uma diminuição no valor do fluxo em relação ao seu valor nominal não resulta em diminuição significativa nas perdas no núcleo, enquanto que as perdas no cobre aumentam rapidamente não permitindo uma maior diminuição no valor do fluxo.

As curvas da potência elétrica economizada para os valores de torque de carga anteriormente estabelecidos considerando a utilização no DTC-Buja do "fluxo ótimo" λ_{soa} , obtidas pelo CME ao invés do fluxo nominal de referência são mostradas na Figura 4.17. Como pode ser observado nesta figura, os valores de potência elétrica economizada são significativos, mesmo considerando-se que neste estudo foi utilizado um motor de indução de pequeno porte (3 Hp) e de alto rendimento.

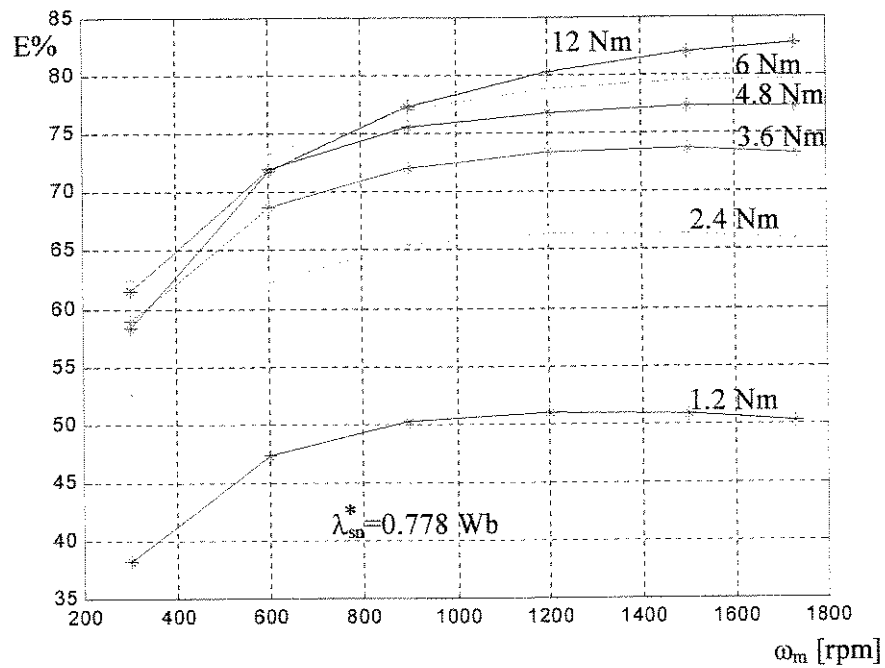


Figura 4.12 Eficiência percentual em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga ($\lambda_{sn}^* = 0.778$ Wb)

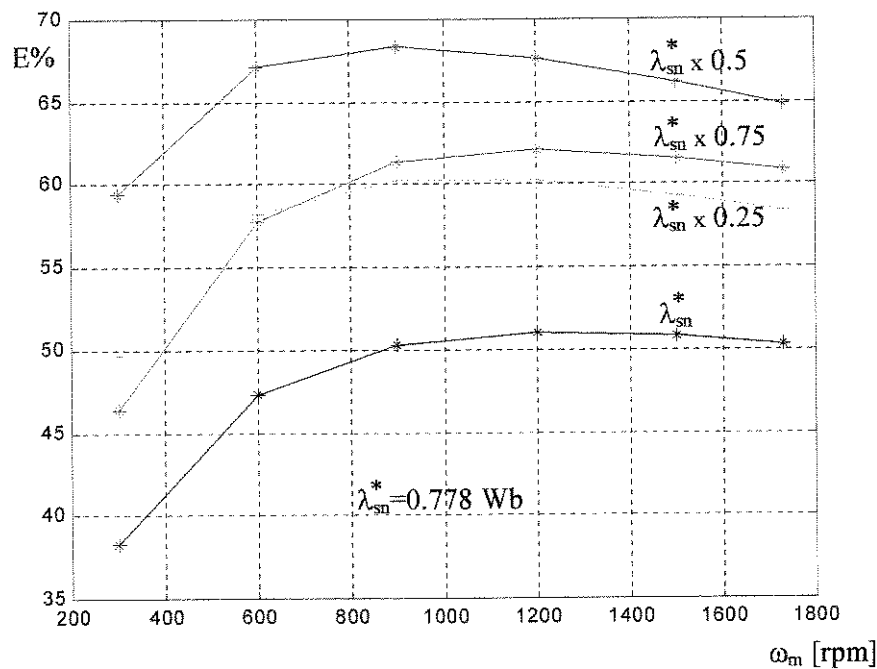


Figura 4.13 Eficiência percentual em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de fluxo de referência de Estator ($T_c = 1.2$ Nm)

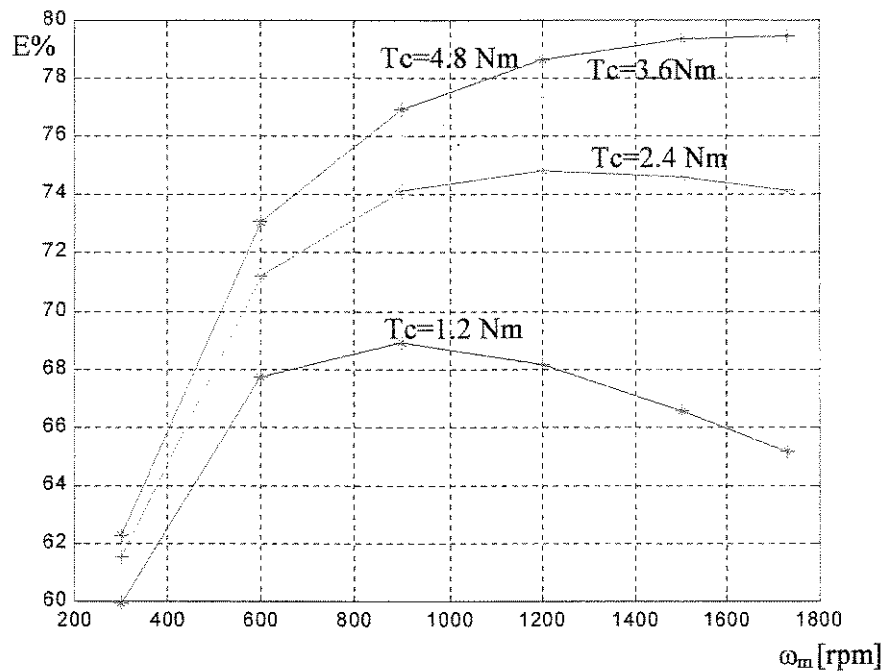


Figura 4.14 Eficiência percentual em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga na condição de fluxo ótimo determinado pelo CME

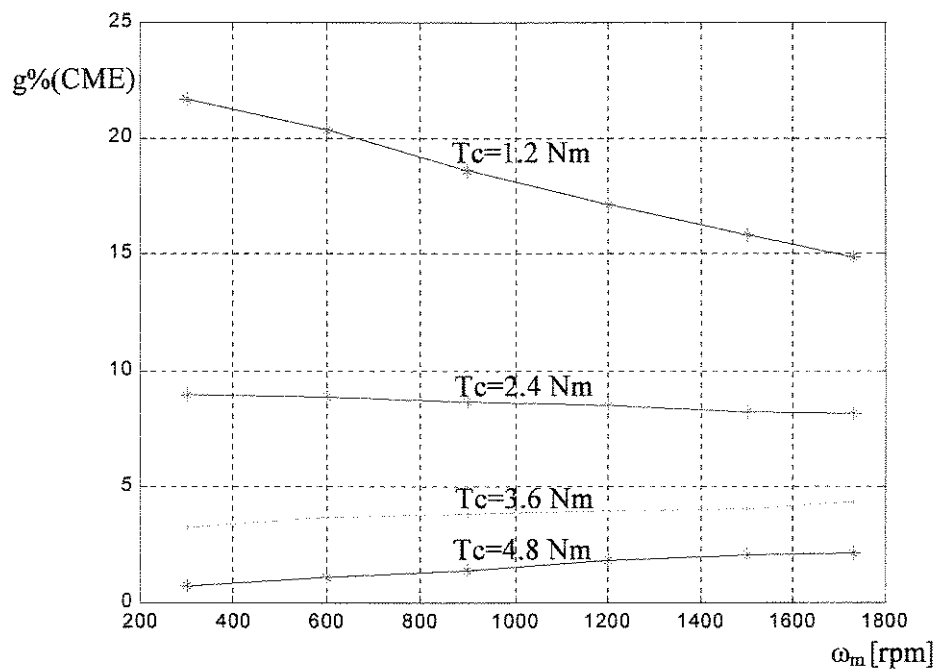


Figura 4.15 Ganho percentual em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga com a utilização do fluxo ótimo (CME)

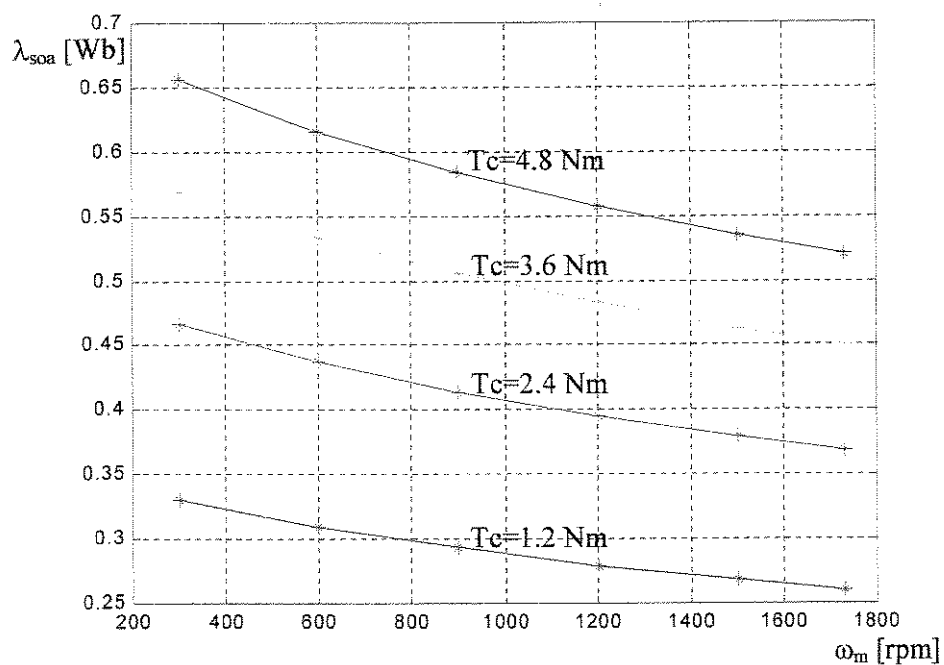


Figura 4.16 Valores de Fluxo Ótimo determinados pelo CME em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga

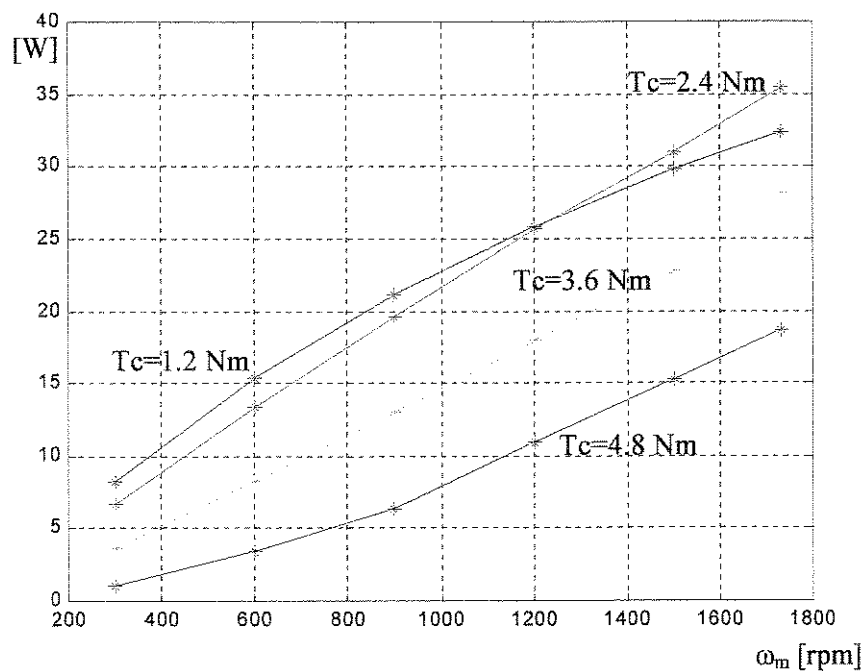


Figura 4.17 Potência Economizada com a utilização do CME em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga

4.4 Controlador Fuzzy de Maximização da Eficiência e a sua Interligação com DTC-Buja

Um Controlador Fuzzy para Maximização da Eficiência (CFME) do motor de indução associado ao esquema DTC-Buja foi projetado baseado em resultados de simulação. Este controlador tem como variáveis de entrada o torque de referência T^* e a velocidade mecânica do motor ω_m e, como variável de saída o valor de “fluxo ótimo” λ_{sof} , que é estabelecido como valor de fluxo de referência de estator para o DTC-Buja. A interligação do CFME com o DTC-Buja é mostrada na Figura 4.18.

Para projetar este controlador fuzzy, inicialmente foram realizadas inúmeras simulações em diversas condições de operação, e para variados valores de fluxo de referência de estator. Em cada uma das condições de operação, buscava-se o valor de fluxo que maximizasse a eficiência do motor de indução. Assim, foi elaborado previamente um banco de dados de fluxos ótimos como base para a elaboração do CFME. Como um ganho significativo em eficiência para este motor, com a utilização de fluxo estator reduzido, é obtido até a faixa de 50% do torque de carga nominal (6 Nm), para valores de torque de referência acima deste valor, o fluxo de referência de estator estabelecido para o DTC-Buja através do CFME tem o seu valor nominal.

Para facilitar uma futura implementação experimental deste controlador fuzzy, o menor número possível de funções de pertinência [6] para as variáveis de entrada foi definido e, só se permitiu que essas funções de pertinência, de cada uma das variáveis, se cruzassem duas a duas.

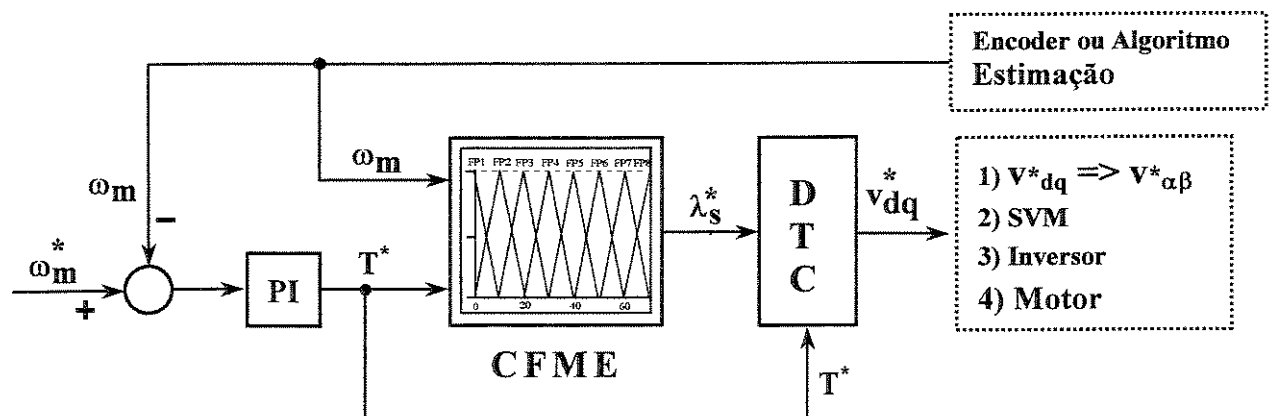


Figura 4.18 Interligação do CFME com o DTC Buja

As características do controlador fuzzy projetado são apresentadas a seguir:

A variável de entrada velocidade mecânica de motor ω_m tem cinco funções de pertinência em formatos iguais, distribuídas conforme apresentado na Figura 4.19(a). O universo do torque de referência é dividido em sete funções de pertinência, conforme apresentado na Figura 4.19(b). Como pode ser observado nesta figura, existe uma maior concentração das funções de pertinência para valores de torque de referência entre 1 a 3 Nm, isto é feito para caracterizar a não linearidade existente no comportamento do torque em relação a variável de saída fluxo de referência ótimo.

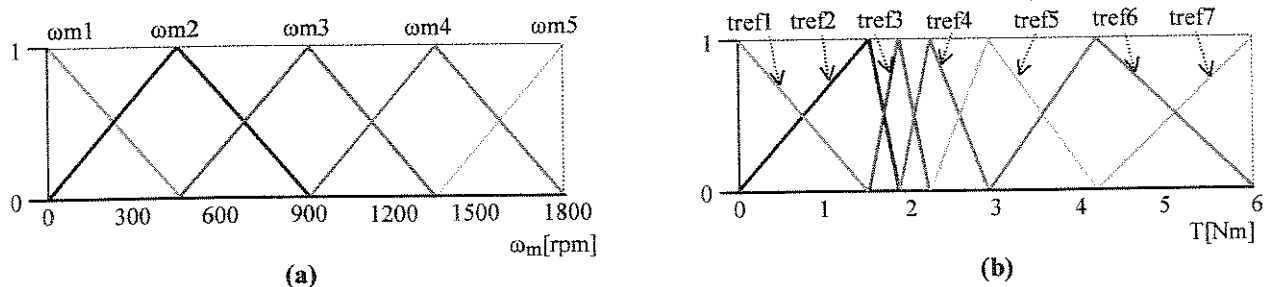


Figura 4.19 Partições e funções de pertinência das entradas do CFME:
(a) Velocidade mecânica do motor (b) Torque de Referência

A variável de saída que é o “fluxo ótimo” λ_{sof} está compreendida de 0.28 a 0.78 Wb, dividida em 21 conjuntos fuzzy ($f1, f2, \dots, f21$) para prover um bom ajuste no valor do fluxo e, todas essas funções possuem o mesmo formato triangular. Para o grau de pertinência um, as funções de pertinência $f1$ e $f21$, associam-se aos valores de fluxo 0.28Wb e 0.78Wb, respectivamente. Na Figura 4.20 são mostradas as partições e as funções de pertinência da saída λ_{sof} .

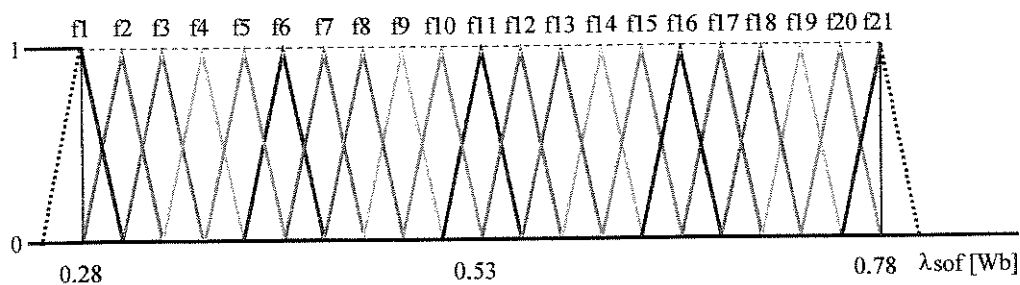


Figura 4.20 Partições e funções de pertinência da saída do CFME (λ_{sof})

Para valores de torque de referência T^* acima de 6 Nm (independentemente do valor da velocidade mecânica do motor ω_m), o CFME não entra em operação e, o valor do fluxo de referência de estator estabelecido para o DTC-Buja é o seu valor nominal (0.778 Wb). O conjunto das 35 regras, que está apresentado na Tabela 4.4-I, foi elaborado buscando obter o “fluxo ótimo” λ_{sof} que maximiza a eficiência do motor de indução nas diversas condições de operação com torque de referência abaixo de 50% do torque de carga nominal.

Tabela 4.4-I: Regras do CFME

		Torque de Referência T^*						
		tref1	tref2	tref3	tref4	tref5	tref6	tref7
Velocidade Mecânica do Motor ω_m	ω_{m1}	f5	f6	f7	f9	f12	f16	f21
	ω_{m2}	f4	f5	f6	f8	f11	f15	f20
	ω_{m3}	f3	f4	f5	f7	f10	f14	f19
	ω_{m4}	f2	f3	f4	f6	f9	f13	f18
	ω_{m5}	f1	f2	f3	f5	f8	f12	f17

Como exemplo de uma das regras do CFME temos: **SE** ω_m é ω_{m3} **E** T^* é tref5 **ENTÃO** a regra associada a função de pertinência de saída f10 é ativada. Todas as regras possuem o mesmo peso e os processos de fuzzificação e defuzzificação [6] deste controlador fuzzy são respectivamente, o MIN-MAX e o centróide. Este controlador foi elaborado através da ferramenta fuzzy do Simulink (Matlab 5.3).

4.4.1 Avaliação do Aumento da Eficiência com a Utilização do CFME

Para avaliar o aumento da eficiência do motor de indução conseguido pela utilização do CFME associado ao esquema DTC-Buja, procedimento idêntico adotado na avaliação do aumento da eficiência com na utilização do CME foi seguido.

Na Figura 4.21 são mostradas as curvas da potência elétrica economizada para diversos valores de torque de carga considerando a utilização para o DTC-Buja do “fluxo ótimo” λ_{sof} obtido pelo FCME ao invés do fluxo nominal de referência λ_{sn}^* . Como pode ser observado, os valores economizados de potência elétrica ativa são significativos e, a estes valores associam-se redução na potência elétrica reativa circulante visto que, os valores de fluxo de referência de estator tem os seus valores reduzidos. Assim, o motor em condições de carga leve, além de operar com um maior rendimento, opera com um fator de potência mais elevado.

Na Figura 4.22 são apresentadas as curvas com as diferenças entre os ganhos percentual na eficiência do motor de indução em função da velocidade mecânica, para diferentes valores de torque de carga com a utilização do CFME e com a utilização do CME ($g\%(\text{CFME}) - g\%(\text{CME})$). Como se pode observar, a diferença do ganho percentual na eficiência, apesar de positivo, é relativamente baixo com a utilização do CFME ao invés do CME e isto se justifica, pois os valores de fluxos de estator ótimos λ_{soa} , obtidos pelo CME, são próximos dos valores de fluxo que fornecem a máxima eficiência para o motor de indução. Além disso, o CFME é mais fácil de ser ajustado em implementação experimental para contemplar os efeitos dos harmônicos, as incertezas paramétricas e as perdas de “stray-losses”. Em outro aspecto relevante, o CFME tem duas variáveis de entrada (Torque de referência e velocidade mecânica) enquanto que, o CME tem além dessas duas variáveis de entrada, a velocidade síncrona ω_s . Ou seja, uma maior facilidade existirá na realização de ajustes, quando necessários, no CFME em comparação ao CME.

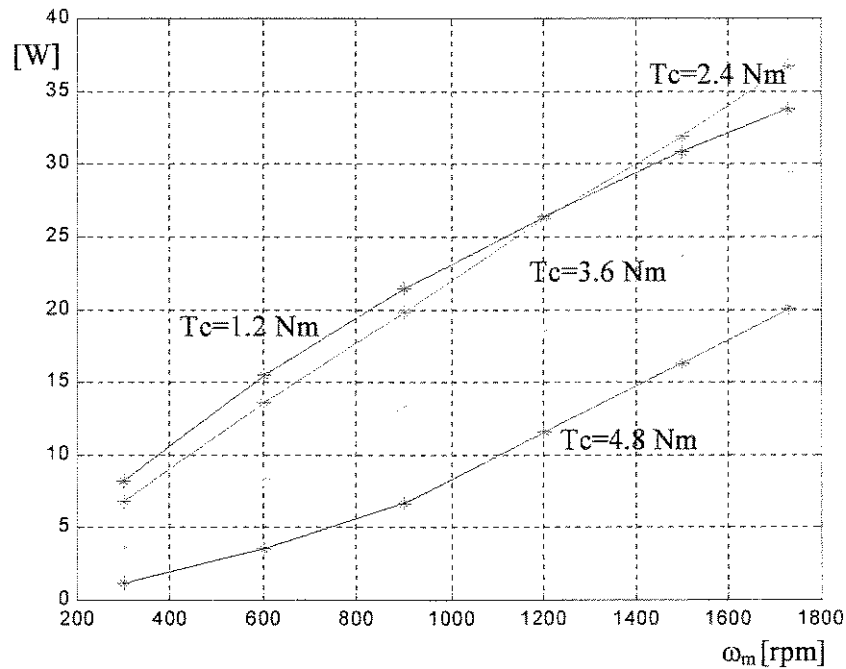


Figura 4.21 Potência Economizada com a utilização do CFME em função da Velocidade Mecânica para diferentes valores de Torque de Carga

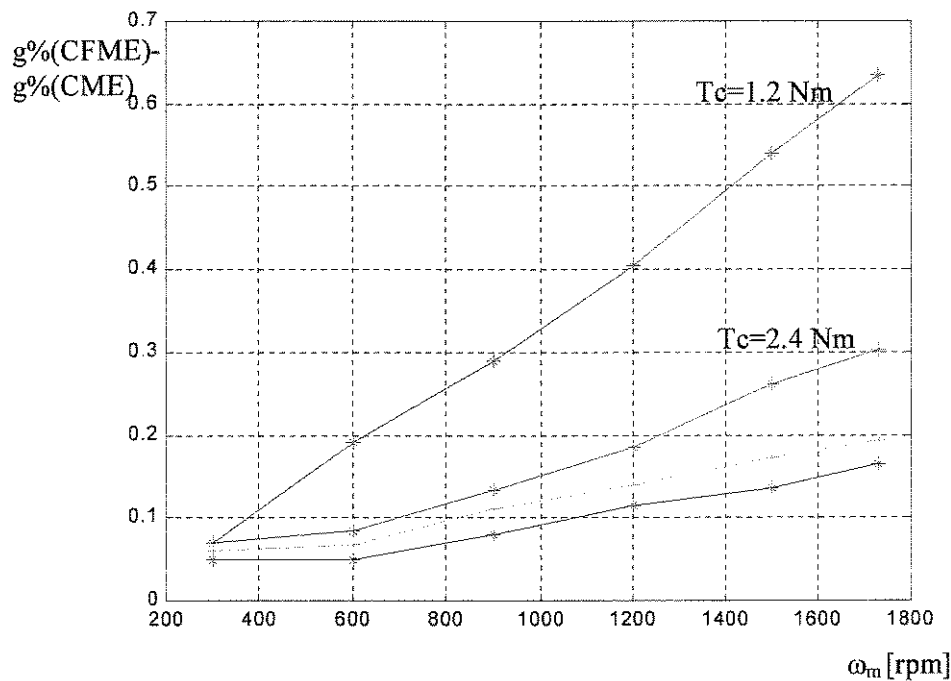


Figura 4.22 Diferença entre os ganhos percentuais na Eficiência em função da velocidade mecânica para diferentes valores de Torque de Carga com a utilização do CFME e com a utilização do CME ($g\%(CFME) - g\%(CME)$)

Capítulo 5

Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

Neste Trabalho foi realizado estudo de diversos esquemas de acionamento DTC para o motor de indução e, a implementação experimental dos esquemas de acionamento DTC propostos por I. Takahashi e G. Buja utilizando um Processador Digital de Sinais DSP-96002 fabricado pela Motorola. Inicialmente, foi feita a completa fundamentação teórica desses esquemas de acionamento para em seguida através de simulação digital, e de testes experimentais, estudar a operação dos mesmos.

O DTC-Takahashi foi implementado por simulação, e experimentalmente, com uma frequência de controle de 5 kHz. Através dos resultados obtidos por simulação, por testes experimentais e na análise da capacidade de variação do torque (Seção 2.3) pôde-se concluir que:

- Com a utilização de algoritmo específico para a determinação direta dos setores ao qual o fluxo concatenado de estator está posicionado, obteve-se uma maior rapidez, precisão e simplicidade do algoritmo de controle em relação a proposta inicial feita por I. Takahashi.
- A dispersão do torque eletromagnético depende fortemente da largura da banda de histerese de torque e da frequência do controle. E que, quanto menor for a largura da banda de histerese de torque e maior for a frequência do controle menor será a dispersão do torque eletromagnético obtido.
- O fator de distorção harmônica da corrente de estator cresce significativamente a medida que é aumentada a largura da banda de histerese de fluxo. E que, o acionamento DSC proposto por Depenbrock é um caso particular do acionamento do DTC-Takahashi onde a largura total da banda de histerese de fluxo é igual ou superior a 13.4% do módulo do fluxo de referência de estator adotado.

- A proposta de incorporação da análise do sinal da velocidade na estratégia de escolha do vetor de tensão ao DTC-Takahashi feita por S. Silva possibilitou significativa diminuição no “ripple” do torque eletromagnético durante o teste de reversão do torque de referência.
- O torque eletromagnético nem sempre segue determinado valor de referência estabelecido pelo controle devido ao fato da velocidade do motor ter atingido o seu nível máximo para a tensão DC de alimentação do inversor e fluxo de referência estabelecidos.
- O acionamento DTC-Takahashi produz nível de ruído superior a outros acionamentos (inclusive o acionamento DTC-Buja implementado) em condições idênticas de operação. A redução deste nível de ruído é conseguida com a diminuição do valor fluxo de referência de estator estabelecido, porém associasse a esta redução no valor do fluxo queda na capacidade de variação do torque eletromagnético e, em termos, no aumento da eficiência do motor.

O esquema DTC proposto em recente artigo por G. Buja, no qual unicamente resultados de simulação foram apresentados, foi implementado experimentalmente com uma frequência de controle e geração do vetor espacial igual a 2 kHz, enquanto que o DTC-Takahashi foi implementado com uma frequência de controle de 5 kHz. Mas apesar disto, foi observado um melhor desempenho do DTC-Buja frente ao DTC-Takahashi. Uma das razões deste melhor desempenho, está na estratégia de chaveamento do DTC-Takahashi que impõe que o vetor de chaveamento fique aplicado durante todo o período da rotina de controle enquanto que no DTC-Buja com a utilização da técnica de modulação por vetores espaciais, um vetor médio de tensão posicionamento em qualquer posição espacial do plano $\alpha\beta$ e com amplitude estabelecida pelo programa de controle é aplicado ao motor no período da rotina de controle.

O Processador Digital de Sinais DSP-96002 da Motorola não dispõe de “hardware” específico para 1) a geração dos vetores de chaveamento baseado na técnica de modulação por vetores espaciais e 2) a aquisição dos sinais do sensor de velocidade. Por este motivo, a rotina para geração dos vetores de chaveamento baseado nesta técnica e a rotina de estimação de velocidade tiveram que ser implementadas através de “software”. Conseqüentemente, ocorreu uma maior complexidade no “software” elaborado restringindo a possibilidade de aumento da frequência de controle e de geração dos vetores de chaveamento no DTC-Buja devido a limitação na capacidade do processador em executar todas as tarefas em tempo real.

A implementação da rotina de chaveamento do DTC-Buja feita através de “software” exigiu que restrições fossem impostas nos valores mínimo e máximo nos tempos dos vetores de chaveamentos. Devido a isto, duas limitações ocorrem: 1) O índice de modulação máximo só pode alcançar aproximadamente até 92% do índice de modulação máximo previsto para a tensão de alimentação do inversor estabelecida e 2) Alguns vetores espaciais de tensão estabelecidos pelo programa de controle do DTC-Buja não podem ser exatamente sintetizados através da rotina de chaveamento elaborada. Assim, melhores resultados experimentais do DTC-Buja aos apresentados na Seção 3.5 seriam obtidos se estas deficiências não estivessem presentes.

O completo equacionamento das perdas elétricas controláveis em um M.I. foi realizado e, partir deste equacionamento pode-se obter, para determinada condição de operação do motor, o fluxo de referência de estator que minimiza essas perdas elétricas controláveis. Através dos resultados de simulação pôde-se concluir que o controlador de maximização da eficiência (CME) elaborado e interligado ao acionamento DTC-Buja traz significativos ganhos de potência elétrica em condições de carga leve mesmo considerando que o motor sob análise é de alto rendimento. Por exemplo, para o motor analisado e na condição permanente de operação com torque de carga igual 1.2 Nm e 1500 rpm ocorreria uma economia de energia aproximada de 720Wh por dia se fosse utilizado como referência o fluxo ótimo obtido através do CME, ao invés da utilização do fluxo nominal.

O controlador fuzzy de maximização da eficiência (CFME) associado ao DTC-Buja apresentou, a partir dos resultados de simulação, ganhos percentuais na eficiência do motor um pouco superiores com a sua utilização ao invés do uso CME. Além disso, poderá ser de fácil ajuste em implementação experimental para contemplar os efeitos harmônicos, as incertezas paramétricas e as perdas de “stray-losses”.

5.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Apesar de uma maior facilidade na elaboração do “software” com a utilização de processadores digitais de sinais baseados em ponto flutuante como é o caso do DSP-96002(Motorola), deve-se buscar, em futura implementação experimental do esquema de acionamento DTC-Buja, a utilização de um DSP que disponha de “hardwares” específicos para:

- 1) Geração dos vetores de chaveamento baseado na técnica de modulação por vetores espaciais;
- 2) Aquisição dos sinais do sensor de velocidade. O Processador Digital de Sinais DSP-TMS320 C240 fabricado pela Texas Instruments apesar de ser de 16 bits de precisão e ponto fixo dispõe desses dois recursos em “hardware”.

Para uma boa estimação dos fluxos $\alpha\beta$ em malha aberta, a frequência de aquisição dos sinais de corrente e tensão e cálculo dos fluxos $\alpha\beta$ com a utilização de filtro passa baixo (integração mais filtro passa alto) teve que ser bastante elevada comprometendo assim, a capacidade do processador em executar todas as tarefas em tempo real. Sugere-se para futuros trabalhos, que a estimação dos fluxos $\alpha\beta$ de estator seja feita com a utilização de um observador de fluxo. Por exemplo utilizando o observador de Luenberger, pois o mesmo apresenta uma boa resposta dinâmica, uma baixa sensibilidade às perturbações paramétricas e ruídos do sistema, além de um baixo custo computacional associado [44].

Para o acionamento DTC proposto neste trabalho (Seção 2.6), pôde-se constatar a partir dos satisfatórios resultados de simulação frente ao DTC-Takahashi que o mesmo deva ser implementado experimentalmente. Como uma alternativa a essa proposta, propõe-se que os erros do torque e do fluxo de estator gerem, a partir do controlador fuzzy, os componentes síncronos da tensão de referência, e que a partir do ângulo do fluxo de estator, possam ser obtidos os componentes $\alpha\beta$ os quais são as variáveis de entrada do modulador de vetores espaciais.

Na implementação experimental dos controladores de maximização da eficiência (CME ou CFME) associado ao DTC-Buja, sugere-se também que os testes sejam feitos com um motor de indução de baixo rendimento, visto que estes motores são largamente empregados na indústria. Para esses motores, os ganhos de potência elétrica nas condições de operação em carga leve e com a utilização de fluxo de referência de estator ótimo poderão ser mais significativos, já que as perdas no núcleo serão mais reduzidas.

Apêndice A

Dados do Motor de Indução

A.1 Dados do Fabricante do Motor de Indução Utilizado

Tabela A.1-I: Dados de Placa do Motor de Indução Utilizado

Modelo WEG alto rendimento PLUS	NBR 7094
Motor de Indução Gaiola	Hz-60 CAT N
KW (HPcv)	2.2 (3.0) RPM 1730
FS 1.15	ISOL B delta K I_p/I_n 6.7 IP55
220/380V	8.40/4.86A
REG S1	
REND. = 85.5%	
Cos ϕ = 0.81	

Outros dados do M.I. utilizado fornecido pela WEG (conforme informação, valores referidos ao estator para 20°C) :

- Resistência de estator = 2.229 ohms
- Resistência de rotor = 1.522 ohms
- Reatância de dispersão dos enrolamentos de estator = 2.383 ohms
- Reatância de dispersão dos enrolamentos de rotor = 4.234 ohms
- Reatância de magnetização = 89.907 ohms
- Constante de Inércia $J = 0.0058 \text{ kg.m}^2$
- Relação de transformação estator/rotor 15484,46 (ranhuras do rotor fechadas)

A.2 Ensaios no Motor de Indução

Após os ensaios em vazio, de rotor bloqueado e medição da resistência de estator para este motor foram obtidos os seguintes dados:

- Resistência de estator = 2.61 ohms
- Resistência de rotor = 1.652 ohms
- Indutância própria dos enrolamentos de estator = 0.244806 henry
- Indutância própria dos enrolamentos de rotor = 0.249716 henry
- Indutância de magnetização = 0.238485 henry

Apêndice B

Técnica de Modulação por Vetores Espaciais

B.1 Introdução

A Técnica de Modulação por Vetores Espaciais [8,9,17] tem sido freqüentemente usada em acionamentos de média e baixa potência. O emprego desta técnica de modulação traz algumas vantagens quando comparada a outras técnicas de modulação. Quando comparada por exemplo com a modulação senoidal, a mesma fornece níveis menores de distorção harmônica da corrente e, um valor máximo da fundamental da tensão de saída maior [45]. Além disso, um melhor controle sobre os estados das chaves do inversor permite, com a utilização desta técnica de modulação, a minimização do número de comutações das chaves semicondutoras.

O Processador Digital de Sinais DSP-96002 da Motorola não dispõe de hardware específico para a geração dos vetores de chaveamento baseado na técnica de modulação por vetores espaciais assim, rotina de chaveamento baseada na modulação por vetores espaciais a ser utilizada no DTC-Buja foi implementada integralmente em linguagem *assembly* do DSP96002.

Inicialmente, o DTC-Buja foi implementado com rotina de chaveamento que necessitava do armazenamento em memória das tabelas da tangente e do seno para a determinação dos tempos de chaveamento. A partir dos valores de referência das tensões $\alpha\beta$ gerados pelo programa de controle, determinava-se o módulo e o ângulo espacial da tensão de referência. A sub-rotina para determinação desse ângulo utiliza a tabela da tangente e, para a obtenção com uma boa precisão, necessita-se que o armazenamento seja feito com muitos pontos e o tempo de execução dessa sub-rotina é elevado e, varia entre 16 e 22 μ s. Com o valor desse ângulo, obtinha-se o seno que juntamente com o módulo do vetor de tensão de referência, determinava-se os tempos de chaveamentos dos vetores de tensão utilizando as Equações B.3, B.4 e B.5. Também com o valor desse ângulo, determina-se o setor ao qual o vetor de tensão de referência está posicionado de acordo com a distribuição dos setores apresentada na Figura B.1.

Em versão final, o DTC-Buja foi implementado com rotina de chaveamento que utiliza o método de modulação por vetores espaciais sem mais necessitar do armazenamento de tabelas. A determinação dos setores e o cálculo dos tempos passaram a ser obtidos através de sub-rotina que determina diretamente através dos valores de referência das tensões $\alpha\beta$ geradas pelo programa de controle. Esta sub-rotina é apresentada na Subseção B.4 e está presente dentro da interrupção da rotina de chaveamento. Duas grandes vantagens neste procedimento: 1) Não há mais a necessidade de armazenamento na memória das tabelas da tangente e do seno; 2) o grau de precisão na determinação dos tempos que antes estava limitado ao total de pontos das tabelas passa a ser a da precisão do DSP utilizado (para o DSP96002, 32 bits de resolução).

B.2 Fundamentos do Modulador PWM de Vetores Espaciais

A estratégia de modulação vetorial define um vetor espacial de tensão de referência V^* que é assumido constante durante o período de chaveamento (T_s). Para se conseguir a modulação PWM por vetores espaciais é usado dois vetores adjacentes ao vetor de referência juntamente com o vetor zero. A combinação no tempo desses vetores gera um vetor médio que segue o vetor de referência conforme apresentado para o primeiro setor_{SVM} através da Figura B.1(b). Assim, para gerar o vetor médio equivalente é necessário chavear no tempo os vetores V_A e V_B proporcionalmente ao ângulo formado com V^* (θ para V_A e $(60-\theta)$ para V_B). Para o setor_{SVM} I, V_A e V_B representam V_4 e V_6 , respectivamente.

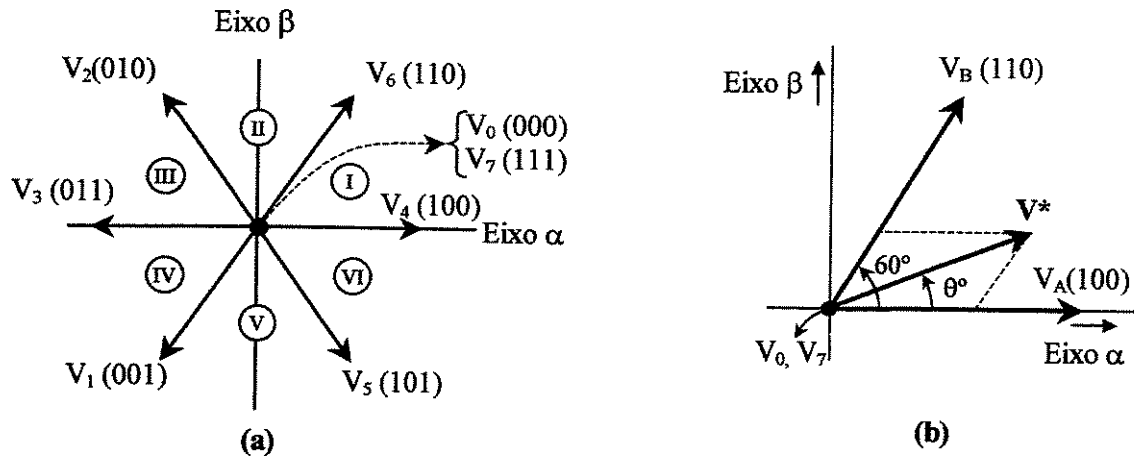


Figura B.1 (a) Vetores de tensão do inversor e distribuição dos Setores_{SVM}
(b) Vetores de chaveamento para o primeiro setor_{SVM} de 60°

Expressando esta propriedade matematicamente, tem-se:

$$T_A V_A + T_B V_B = V^* \left(\frac{T_s}{2} \right) \quad (B.1)$$

Colocando a Equação (B.1) em forma complexa:

$$T_A \cdot |V_M| \cdot e^{j0^\circ} + T_B \cdot |V_M| \cdot e^{j60^\circ} = |V_M| \cdot a \cdot \left(\frac{T_s}{2} \right) e^{j\theta} \quad (B.2)$$

na qual, $0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ $a = \frac{|V^*|}{|V_M|}$

e $|V_M|$ é o módulo do vetor espacial de tensão obtido a partir da transformação trifásico-bifásico . Resolvendo a Equação (B.2) nas partes real e complexa obtém-se:

$$T_A = \frac{T_s}{2} \cdot a \cdot \frac{\sin(60^\circ - \theta)}{\sin 60^\circ} \quad (B.3)$$

$$T_B = \frac{T_s}{2} \cdot a \cdot \frac{\sin \theta}{\sin 60^\circ} \quad (\text{B.4})$$

$$T_0 = T_7 = \frac{T_s}{2} - T_A - T_B \quad (\text{B.5})$$

Para os setores_{SVM} II-VI, conforme apresentado na Figura B.1(a) são aplicadas as mesmas regras. Considerando a zona de operação linear, o valor “a” varia entre 0 e $\sqrt{3}/2$. O índice de modulação m é definido como $m = (\pi/3) \cdot a$ e, a sua variação é linear no intervalo $0 \leq m \leq 0.907$ [8].

B.3 Geração de vetores de chaveamento

A Figura B.2 mostra o diagrama de tempos da sequência de interrupções para um período de chaveamento ($T_s = 1/f_s$) correspondente ao setor_{SVM} I. O *Timer0* do DSP é programado em corrida livre para conseguir maior precisão na geração dos tempos de chaveamento. Dentro de um período de chaveamento, o DSP executa 8 rotinas sincronizadas com o valor zero do contador do timer. Ao início de cada interrupção, um novo valor é carregado no registro da constante de tempo do timer correspondente ao tempo de atuação do próximo vetor de tensão a ser chaveado. O sinal da interrupção (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. Sa, Sb e Sc indicam o posicionamento (fechada-0 ou aberta-1) das chaves do inversor [5,42].

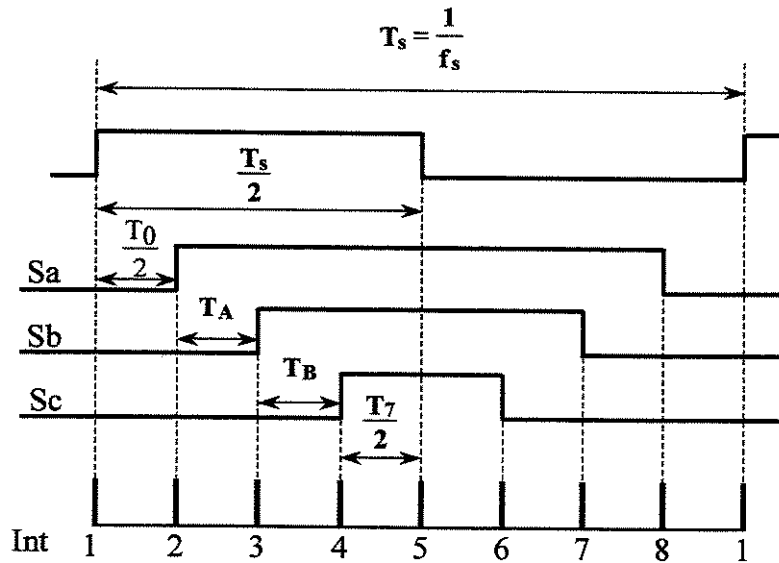


Figura B.2 Diagrama de tempos da sequência de interrupções para o setor_{SVM} I

Cada interrupção do *Timer0* possui duas funções principais, enviar o vetor de tensão de chaveamento para o inversor e carregar o tempo de conta para a próxima interrupção. Os vetores de chaveamentos são estabelecidos a partir do setor_{SVM} e do número da interrupção do timer conforme apresentado na Tabela B.3-I.

Tabela B.3-I: Sequência dos Vetores de Tensão

		Interrupção							
		1	2	3	4	5	6	7	8
Setor _{SVM}	I	V ₀	V ₄	V ₆	V ₇	V ₇	V ₆	V ₄	V ₀
	II	V ₇	V ₆	V ₂	V ₀	V ₀	V ₂	V ₆	V ₇
	III	V ₀	V ₂	V ₃	V ₇	V ₇	V ₃	V ₂	V ₀
	IV	V ₇	V ₃	V ₁	V ₀	V ₀	V ₁	V ₃	V ₇
	V	V ₀	V ₁	V ₅	V ₇	V ₇	V ₅	V ₁	V ₀
	VI	V ₇	V ₅	V ₄	V ₀	V ₀	V ₄	V ₅	V ₇

Para cada setor_{SVM}, 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 V₀ e V₇ são escolhidos de maneira a se conseguir o chaveamento mínimo entre cada interrupção, já que entre os vetores gerados tem-se a diferença de um bit entre dois estados consecutivos das chaves.

Na oitava interrupção é carregado as constantes de tempo do *Timer0* com os valores T₀, T_A, T_B e T₇, onde cada valor de tempo:

- 1) Está associado a um ângulo entre 0° e 60°, conforme as Equações (B.1) e (B.2). Isto seguindo o primeiro método de implementação ou seja, utilizando a tabela do seno (Memória RAM).
- 2) É obtido com precisão de 32 bits através da sub-rotina apresentada na Subseção B.4.

O fluxograma da rotina de interrupção do *Timer0* é mostrado na Figura B.3. Um contador em software estabelece o vetor de tensão que deve ser chaveado e o tempo que deve ser carregado na próxima conta do timer.

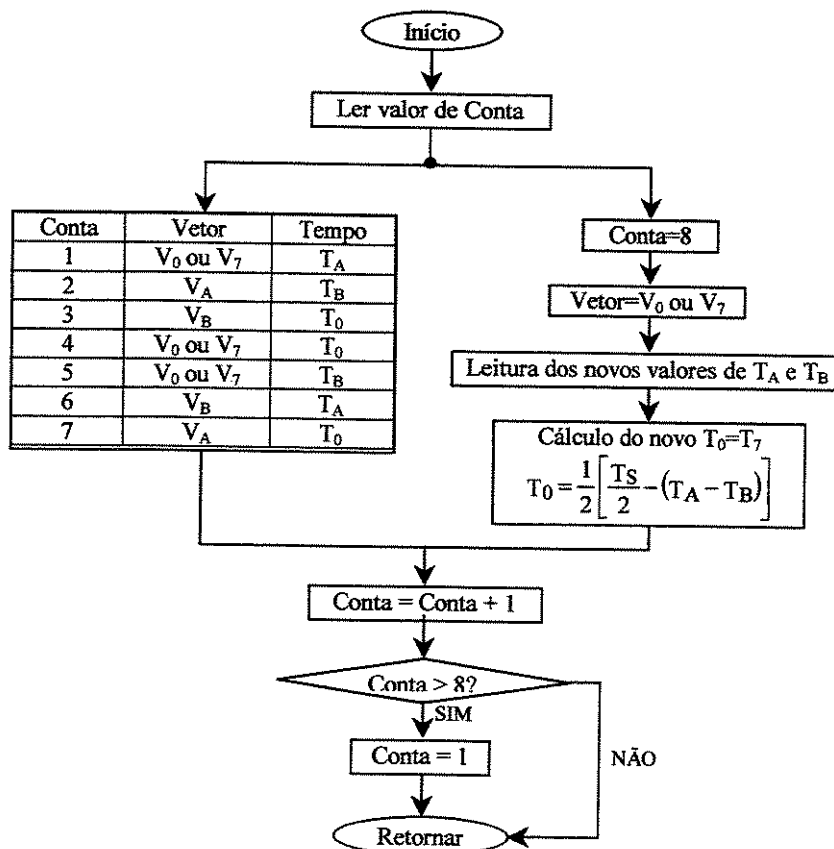


Figura B.3 Rotina de geração dos vetores de chaveamento

B.4 Sub-rotina para determinação direta dos tempos e do setor_{SVM}

A sub-rotina elaborada para determinação direta dos tempos e do setor_{SVM} baseia-se no método “Pulsewidth Modulation by Decision Making” [17] e está dentro da rotina de chaveamento. A partir dos valores dos componentes $\alpha\beta$ da tensão de referência gerada pelo programa de controle DTC-Buja, obtêm-se os tempos normalizados de chaveamento t_a e t_b e os setores_{SVM} seguindo uma árvore de decisão.

O método inicia realizando a normalização dos valores dos componentes $\alpha\beta$ da tensão de referência. Isto significa dividir os valores dos componentes $\alpha\beta$ da tensão de referência estabelecidos pelo programa de controle DTC-Buja (em escala volts e em valores de pico) pelo valor da máxima tensão sem que ocorra sobre modulação que resultaria em aumento de correntes harmônicas de baixa ordem [8]. Para determinar essa máxima amplitude, obtém-se o valor da máxima tensão do componente α para uma tensão V_{DC} aplicada ao retificador. Isto pode ser facilmente obtido a partir da aplicação do vetor de tensão V_4 (máxima tensão para o componente α de tensão) ao circuito do inversor [5,42]. A partir do valor da máxima tensão do componente α obtém-se, o máximo valor da tensão de referência que pode ser gerada sem que ocorra sobre modulação ($V_{DC} / \sqrt{3}$) ou seja, o vetor de tensão de referência gerado não deve ultrapassar o hexágono regular conforme está apresentado na Figura B.4.

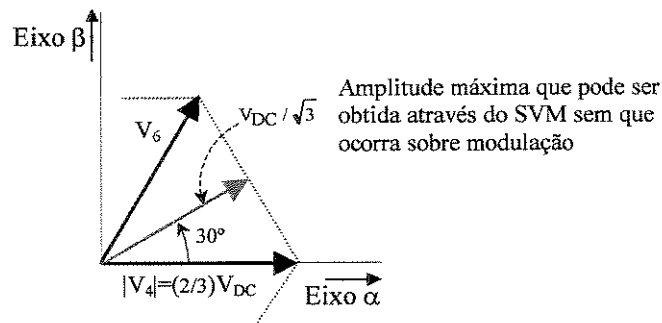


Figura B.4 Determinação do valor da máxima tensão sem que ocorra sobre modulação

Com os valores dos componentes $\alpha\beta$ da tensão de referência normalizados, realiza-se transformação linear que multiplica o componente de tensão β normalizado por $\sqrt{3}/3$. Essa transformação oferece as seguintes vantagens:

- 1) Unicamente comparando essas novas magnitudes dos componentes das tensões de referência normalizadas obtém-se os setores_{SVM}.
- 2) Seguindo as mesmas comparações para a determinação dos setores_{SVM}, os tempos de chaveamento normalizados são obtidos através de operações de adição e subtração desses componentes de tensões transformados.

Na Figura B.5 está apresentado o fluxograma geral do método para a determinação direta dos tempos normalizados (t_a e t_b) de chaveamentos e dos setores_{SVM} que estão indicados pela letra S.

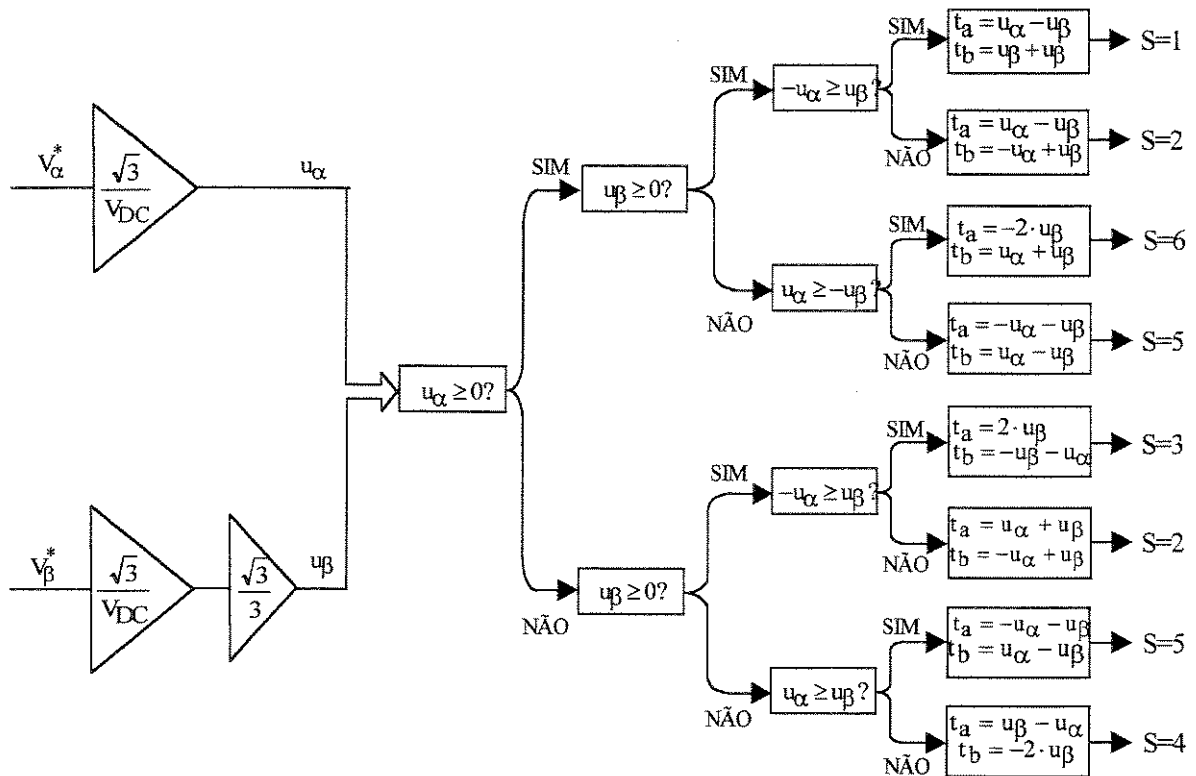


Figura B.5 Fluxograma completo da rotina para a determinação direta dos tempos normalizados de chaveamento e do setor_{SVM}

Os tempos normalizados t_a e t_b variam entre 0 e $\sqrt{3}/2$ e, em metade angular de cada setor_{SVM} (30° para setor_{SVM} I) a soma dos tempos normalizados t_a e t_b é igual a 1. Os tempos de chaveamentos (T_A e T_B) são obtidos multiplicando t_a e t_b , respectivamente por $T_s/2$. Os tempos T_0 e T_7 são obtidos através da Equação (B.5).

Para a frequência de 2 kHz (que foi utilizada para o modulador de vetores espaciais no acionamento do DTC-Buja) isto representa uma constante de 10000 para o timer do DSP96002 ($2000 \text{ Hz} \Rightarrow 0.0005\text{s}/50e^{-9} = 10000$ [onde, $50e^{-9}$ é o *clock* do DSP96002]). Assim, conforme a Figura B.2, tem-se em constante do timer do DSP96002 para está frequência: $2 \times (T_0 + T_A + T_B + T_7) = 2 \times 5000$. Se nenhuma restrição fosse imposta aos valores de T_A e T_B , os mesmos variariam entre 0 e $\sqrt{3}/2 \times 5000 (\approx 4330$: em constante inteira do timer).

Devido a implementação da rotina de chaveamento através de software, limitações tiveram que ser impostas nos valores mínimo e máximo dos tempos de chaveamentos de T_A e T_B ; ou seja, os mesmos não podem ser inferior a 100 e nem superior a 4000 (em constantes do timer do DSP96002 para a frequência de 2 kHz). Esta limitação acarreta dois problemas:

- 1) Não se poderá obter vetor de tensão com 100% do índice de modulação. Está limitado a $(4000/4330) \times 100\%$ ou seja, a aproximadamente 92.4%.
- 2) Não será possível, por exemplo, sintetizar exatamente um vetor médio equivalente ao vetor espacial $0.5 \times V_1$ (conforme apresentado na Figura B.1(a)) através da rotina de chaveamento elaborada.

Apêndice C

Descrição da Montagem Experimental

C.1 Introdução

As inúmeras vantagens que os Processadores Digitais de Sinais (Digital Signal Processors-DSP) possuem frente ao microcontroladores têm justificado a crescente tendência da utilização dos mesmos em sistemas de controle para acionamento de máquinas elétricas.

Os DSP's possuem alta velocidade de processamento conseguida através da presença dos multiplicadores de *hardware*, da possibilidade de execução de instruções em *pipeline* e, da sua arquitetura *Harvard*. Os multiplicadores de *hardware* permitem que certas instruções sejam executadas por *hardware* interno ao DSP. A execução de instruções em *pipeline*, ao contrário da execução de instruções no modo seqüencial como ocorre nos microcontroladores, permite que várias instruções sejam executadas no mesmo ciclo de relógio. Na arquitetura *Harvard*, as instruções e os dados são armazenados em memórias separadas, cada um com seu barramento próprio. Esta arquitetura também permite a sobreposição das operações de busca com as operações de execução de instrução.

A cada nova geração de DSP's, a densidade de integração e o número de periféricos incluídos no mesmo circuito integrado são aumentados, além disso melhoria geral no seu desempenho ocorre. Estes fatos estão associados a uma constante diminuição dos seus custos possibilitando desta maneira, a sua maior utilização.

O DSP96002, fabricado pela Motorola [46,47], é o DSP utilizado na implementação experimental e apresenta as seguintes características:

- 1) Ponto flutuante e 32 bits de resolução.
- 2) Presença de dois *timers* internos (*Timer0* e *Timer1*) com frequência de clock de 20 MHz e resolução de 32 bits. Cada um dos *timers* pode ser programado com interrupção interna ou externa.
- 3) Capacidade de três interrupções externas (*IRQA*, *IRQB* e *IRQC*) com execução das rotinas em vários níveis de concorrência.
- 4) Presença do Controlador de Acesso Direto a Memória (DMAC).
- 5) Rápida resposta a eventos externos em tempo real (370 ns).
- 6) Memórias X e Y para armazenamento de dados (interna: 0.5 kbytes; externa: 32 kbytes) com capacidade de ampliação da memória externa para até $\approx$ 4Gbytes. Permite busca simultânea de dados nas memórias X e Y.
- 7) Sistema de desenvolvimento amigável que possui ambiente de janelas para o sistema operacional Windows.

Para complementar o *hardware* do sistema torna-se necessário à presença de interface de Entrada/Saída com conversores A/D e D/A, circuitos de acondicionamento dos sinais de tensão, corrente e *Encoder*, portas de Entrada e Saída e, circuitos para a geração das interrupções externas.

C.2 Descrição Geral do Sistema Implementado

O diagrama geral do sistema implementado está apresentado na Figura C.1.

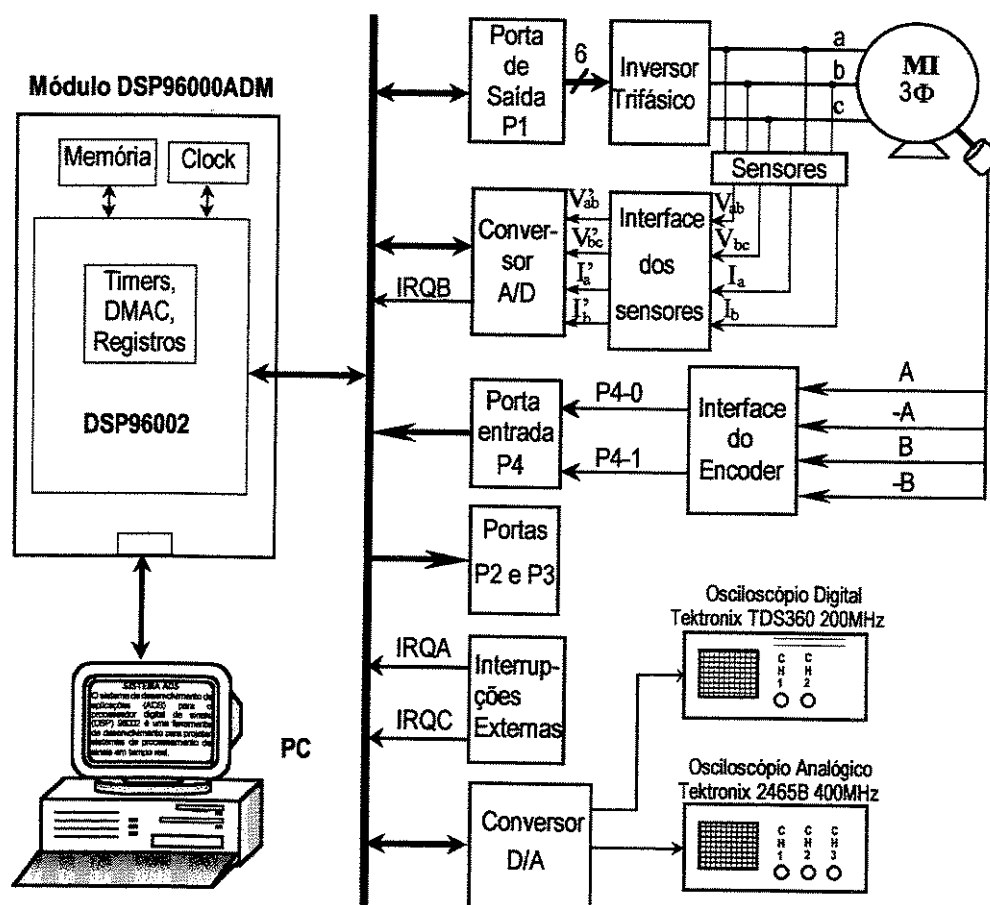


Figura C.1 Diagrama geral do sistema implementado

O M.I. trifásico é alimentado pelo inversor trifásico SKM 40GDL123D fabricado pela Semikron, cujos IGBT's pode operar com os seguintes valores máximos: 1200V e 30A. Os sinais de comando dos IGBT's (-15, +15V) são fornecidos pelos circuitos integrados SKHI22H4. Esses circuitos integrados, que estão eletricamente isolados dos sinais de comando gerados pelo DSP, fornecem proteção contra curto-circuitos nos IGBT's e os tempos mortos para os sinais de cada perna do inversor.

Sensores de efeito Hall são usados para obter informação das tensões de linha (V_{ab} e V_{bc}) e das correntes (I_a e I_b). Esses sinais são enviados para o circuito de acondicionamento dos sinais de tensão e para o circuito de acondicionamento dos sinais de corrente. Em seguida, com os sinais já acondicionados, alimentam o conversor A/D que ao realizar a conversão gera sinal de interrupção **IRQB** e associado ao DMAC o sinal já digitalizado é armazenado em memória. Este controlador permite que durante o período de aquisição ($0,7\mu s$) e conversão ($1,6\mu s$) do sinal por parte do conversor A/D, o DSP96002 possa continuar executando outras instruções do programa. Duas interrupções externas (**IRQA** e **IRQC**) estão disponíveis. As frequências dessas interrupções são ajustáveis através de potenciômetro e do chaveamento de capacitores.

Os sinais para o chaveamento do inversor são gerados pelo DSP e alimentam a porta P1 que tem a função de *buffer* entre o circuito do DSP e o circuito de gatilhamento do inversor. Os sinais de saídas da porta P1 possuem níveis 0 e 5V e são amplificados através do conversor de tensão MC14504 para os níveis 0 e 15V, pois são as tensões de trabalho do circuito de gatilhamento do inversor.

Os sinais gerados pelo *Encoder* são processados em circuito de isolamento e acondicionamento e enviados para porta P4 que tem a função de *buffer*. A partir daí, os sinais seguem para serem utilizados pelo DSP. Os endereços de entrada 2 a 7 da porta P4 podem ser utilizados para propósitos gerais de entrada e saída. As portas de saída 2 e 3 permitem o monitoramento simultâneo de até 16 sinais. A descrição detalhada das principais partes dessa interface é apresentada a seguir:

▪ Circuito para a Aquisição das Correntes I_a e I_b :

Sensores de efeito Hall são usados nos circuitos de aquisição de sinais de correntes e tensões. Com esses sensores, isolamento galvânico entre o circuito de potência e o sistema de controle é obtido. Para monitorar as correntes do sistema, foram usados os sensores LTS 25-NP, fabricados pela LEM components, cujas suas principais características são:

- Correntes nominais de primário: 8 – 12 – 25 A
- Tensão de saída: 0,5 V ($-I_{pmáx.}$) a 4,5 V ($I_{pmáx.}$)
- Tensão de saída para $I_p=0A$: $2.5 \pm 0,625V$
- Linearidade: $< 0,1\%$ e precisão global: $\pm 0,7\%$
- Tempo de resposta: $< 200ns$ (para $90\% I_{pmáx.}$)

Como o conversor A/D utilizado trabalha com níveis de tensão de entrada entre $-5V$ e $+5V$, circuito para a retirada do nível de tensão DC de 2.5V foi construído com a utilização de diodo zener (LM236) e amplificadores operacionais (TL084CN). O nível de tensão do sinal de saída desse circuito é ajustado através de potenciômetro associado a amplificadores operacionais.

O circuito de aquisição e condicionamento do sinal das correntes para a entrada no conversor A/D está apresentado na Figura C.2. Este circuito é feito tanto para a corrente I_a como para a corrente I_b e *offset* DC residual é eliminado previamente através de *software*.

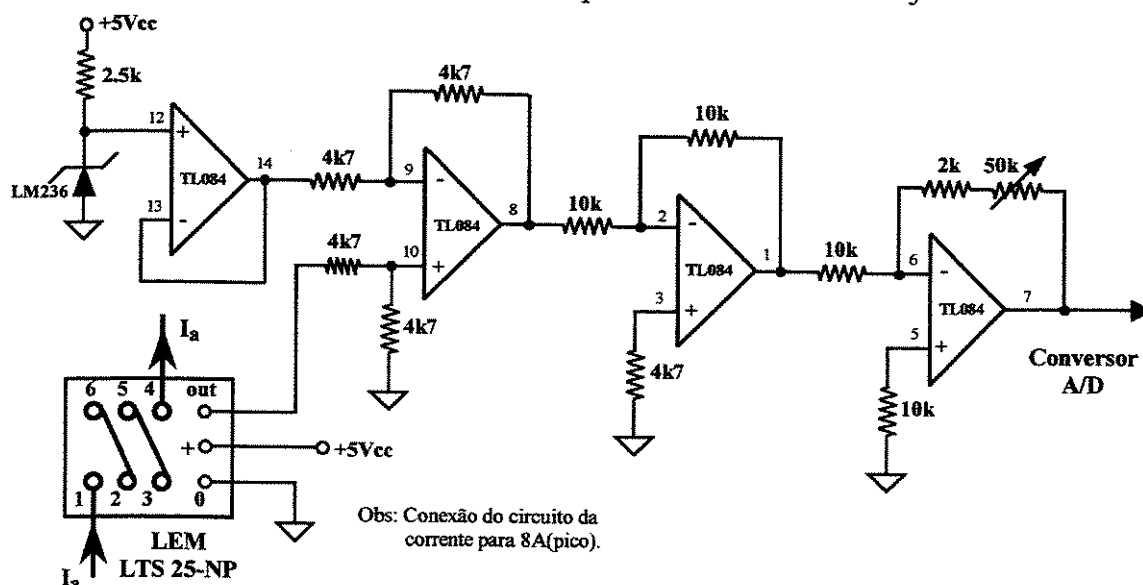


Figura C.2 Circuito de aquisição e acondicionamento de corrente

▪ Circuito para a Aquisição das Tensões V_{ab} e V_{bc} :

Para monitorar as tensões do sistema, foram usados os sensores de efeito Hall LV 25-P, fabricados pela LEM components, cujas suas principais características são:

- Tensão nominal de entrada: 10 – 500V
- Corrente nominal rms primária (I_{PN}): 10 mA
- Linearidade: < 0,2% e precisão: $\pm 0,8\%$ ($I_P=10\text{mA}$) e $\pm 1,6\%$ ($I_P=5\text{mA}$)
- Tempo de resposta: 40 μs (para 90% $V_{pm\acute{a}x.}$)

O circuito de aquisição e acondicionamento do sinal das tensões de linha para a entrada no conversor A/D está apresentado na Figura C.3. O nível da tensão na entrada do conversor A/D é ajustado através de potenciômetro associado a amplificadores operacionais. Este circuito é feito tanto para a tensão V_{ab} como para tensão V_{bc} . O *offset* DC residual é eliminado através de *software* conforme será mostrado na Seção C.3.

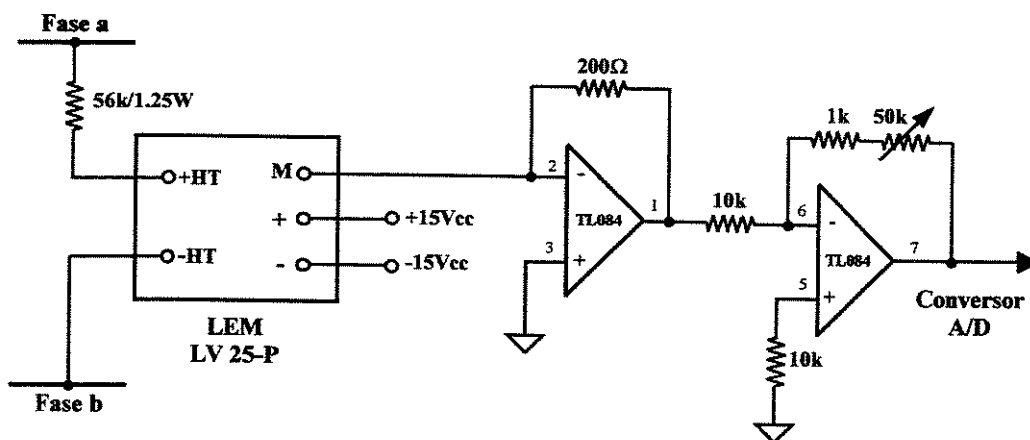


Figura C.3 Circuito de aquisição e acondicionamento da tensão

▪ O Conversor Analógico/Digital:

O conversor A/D utilizado é o AD7891 fabricado pela Analog Devices; alimentado através de fonte de +5V, possui 8 canais de 12 bits cada um com alta velocidade de aquisição com opção de conexão paralela ou serial com o DSP, tendo essas outras principais características:

- Tempo de aquisição: 0,7 μs e tempo de conversão: 1,6 μs
- Variação dos sinais de entrada: -5V e +5V
- Suporta sobretensões de até $\pm 17\text{V}$

Os sinais de decodificação do AD7891 são gerados usando o decodificador de endereços GAL22V10-7; o início de conversão é realizado por *software* escrevendo no registro de controle do conversor A/D, o final de conversão é indicado pelo conversor A/D através do pino *EOC* (*End Of Conversion*) que está conectado ao pino do *IRQB* do DSP.

A faixa normal da tensão de entrada que o AD7891 é de -5 a +5 volts. A saída está codificada em complemento de dois com resolução de 12 bits. Para sinais de entrada inferiores a -5V, o valor digital de saída do conversor A/D será igual a 800 em hexadecimal (-2048 em decimal); para sinais de entrada superiores a +5V, o valor digital de saída do conversor A/D será igual a 7FF em hexadecimal (2047 decimal). Uma variação linear na entrada de tensão entre -5V e +5V resultará em variação linear na saída de maneira que em 0V de entrada a saída será 0 hexadecimal (0 em decimal).

▪ Conversor Digital/Analógico:

O Conversor Digital Analógico utilizado é o DAC8413 fabricado pela Analog Devices. É um circuito integrado de tecnologia CMOS que contém 4 conversores D/A de 12 bits de precisão, com capacidade de escrita e leitura. Possui operação linear de 0 a 10V, ou seja 0 (hexadecimal) corresponde a 0 volts e FFF (hexadecimal) corresponde a 10V.

Para um completo entendimento das escalas de trabalho entre o conversor A/D, o conversor D/A e o DSP96002, um sinal de entrada a ser processado pelo conversor A/D é apresentado na Figura C.4(a). Este sinal já processado pelo conversor A/D, em escala decimal, lido pelo DSP é apresentado na Figura C.4(b). Por último, este mesmo sinal após ser processado pelo conversor D/A e visto pelo osciloscópio é apresentado na Figura C.4(c).

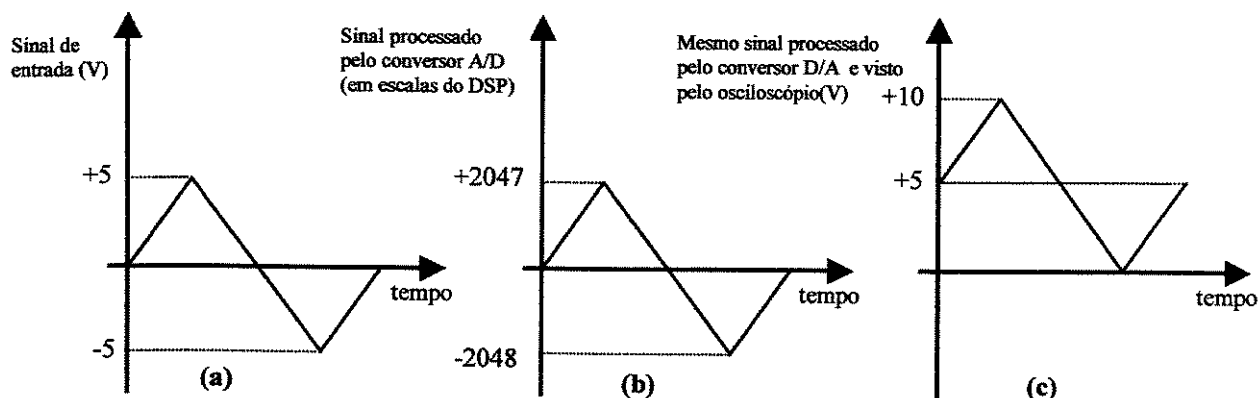


Figura C.4 Processamento de sinal pelos conversores A/D e D/A

▪ Circuito de Aquisição e Acondicionamento do sinal do *Encoder*:

A informação referente à velocidade mecânica do motor é obtida a partir da saída de um gerador rotativo incremental de pulsos (*Encoder*) colocado no eixo do motor. O *Encoder* utilizado, cujo fabricante é a Veeder Root do Brasil, fornece dois pulsos quadrados A e B juntamente com os seus respectivos complementos $\bar{A}$ e $\bar{B}$ com frequência de 1500 pulsos por revolução (ppr) e amplitude de 5V. Os pulsos A e B (e os seus respectivos complementos) estão defasados 90° um do outro. O pulso A passa de adiantado de 90° para atrasado de 90° em relação ao pulso B se o sentido de giro do motor for invertido.

O fotoacoplador 6N137 é usado para cada isolar cada um dos sinais gerados pelo *Encoder* do circuito do DSP96002 e além disso, eliminar a propagação de ruídos de alta frequência. Na saída do fotoacoplador, é colocado em série dois inversores “Schmitt-Trigger” para uma completa eliminação dos ruídos gerados conforme circuito apresentado na Figura C.5.

O *Timer1* interno do DSP96002 é programado para medir a largura do pulso do sinal A no Modo de Operação 4 deste *timer* [47]. O bit 1 da porta 4 alimentado com o sinal B é utilizado para a detecção do sentido de giro do motor e, o bit 0 da porta 4 é conectado com a entrada externa do *Timer1* (*TIO1*). O contador do *timer* conta 0 quando ocorre transição de subida e encerra a contagem (em escala do DSP: largura de 50ns representa uma unidade) com a chegada da transição de descida. A contagem do contador do *timer* é armazenada no registro *TCR1*.

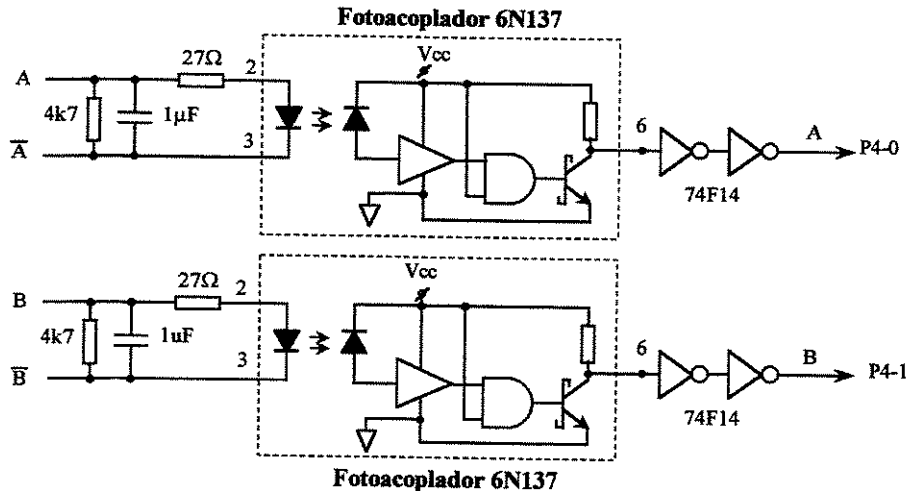


Figura C.5 Circuito aquisição e acondicionamento dos sinais do Encoder

- Circuito para geração das interrupções externas (*IRQA* e *IRQC*):

Para geração das interrupções externas utiliza-se o integrado NE555P. As frequências das interrupções são ajustadas através de potenciômetro de precisão e, várias faixas de frequência são obtidas através do chaveamento de diferentes capacitores. Para a melhoria da qualidade do sinal da interrupção são utilizados capacitores de cerâmica e a saída do integrado NE555P é filtrada através de porta inversora (74F04) que possui alta velocidade de resposta.

- Organização da Memória do DSP96002:

O DSP96002 possui arranjo de 128Kx32 palavras de memória RAM CMOS estática de alta velocidade e com acesso imediato (zero estado de espera). O mapa de memória do sistema DSP96002 foi definido como está apresentado na Figura C.6 e, para isto, jumpers na placa ADM [46] que estabelecem a configuração de memória foram devidamente postos e o registro *PSR* é carregado na inicialização do programa com 18100 (hexadecimal).

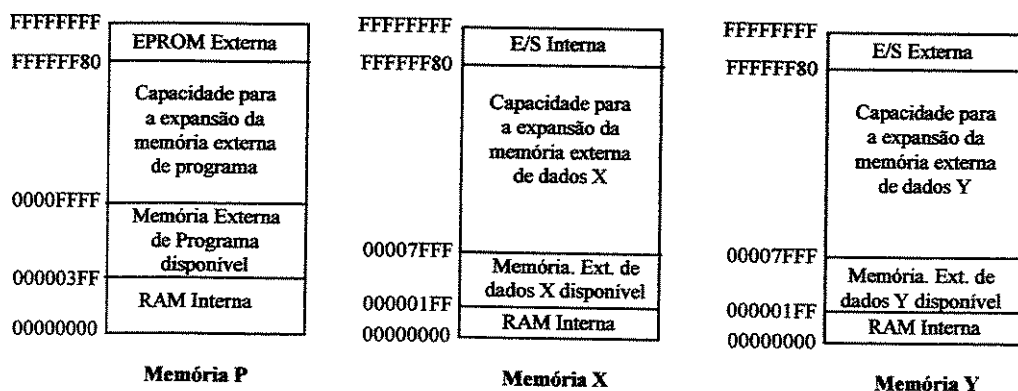


Figura C.6 Mapa de memória estabelecida do sistema do DSP96002ADM

C.3 Detalhes dos Programas Elaborados

Os *softwares* que operam em tempo real devem satisfazer os requerimentos de tempos críticos que o sistema de controle exige. O DSP deve permitir a execução concorrente dos diferentes procedimentos (rotinas) do sistema e, a execução de cada procedimento deve ser independente da execução do outro.

Visando permitir esta concorrência, os registros usados em cada uma das rotinas de interrupção de alta prioridade devem ser salvos no início e recuperados no final da execução da rotina. A rotina de interrupção de menor prioridade dentre todas não exige este procedimento visto que, se a mesma for interrompida para a execução de outra rotina de interrupção de maior prioridade, o salvamento e recuperação dos registros são feitos na rotina de maior prioridade.

Os processos que possuem maior frequência de execução devem ser de curta duração para permitir a execução em tempo real das rotinas lentas. No caso de tarefa que não necessite de tempo definido para sua execução, a mesma pode ser executada em *background*, ou seja enquanto o DSP estiver esperando a chegada de alguma interrupção estará executando esta tarefa.

No final da elaboração do programa, cuidadosa medição dos tempos de execução de cada rotina empregada no sistema deve ser feita para verificação se todas as tarefas estão sendo executadas por inteiro.

- Estrutura e Temporização do Programa DTC-Takahashi:

Para a implementação do programa de DTC-Takahashi, duas rotinas de interrupção são utilizadas. As tarefas associadas a cada rotina de interrupção são mostradas na Tabela C.3-I.

Tabela C.3-I: Interrupções e Tarefas Associadas (DTC-Takahashi)

Interrupção	Prioridade	Tarefas Associadas
<i>Timer0</i>	1 (menor)	1) Aquisição, acondicionamento dos sinais de corrente e tensão; 2) Teste de Sobrecorrente; 3) Estimação do Fluxo de Estator. 4) Determinação dos setores; 5) Determinação da velocidade(rpm); 6) Estabelecimento do torque de referência pelo regulador PI; 7) Estabelecimento do vetor de tensão a ser chaveado baseado na estratégia do DTC-Takahashi. 8) Chaveamento do inversor.
<i>Timer1</i>	2 (maior)	1) Processamento dos sinais do <i>Encoder</i> .

A rotina de interrupção do *Timer1* possui a maior prioridade e tem a função de medir a largura de pulso vindo do *Encoder*. O sinal gerado pelo *Encoder*, depois de processado, alimenta o pino *TIO1* do *Timer1* que está no Modo de Operação 4 [47]. Neste modo de operação, a largura do pulso medida em unidades de 50ns (clock do *timer*) é armazenado no registro de controle do *TCR1*. O processamento do valor de *TCR1* para a determinação da velocidade do motor em rpm é feito dentro de sub-rotina presente na rotina de interrupção de *Timer0*. Segue-se esse procedimento para que o tempo de execução da rotina de interrupção do *Timer1* seja o menor possível. O tempo de execução dessa rotina é de aproximadamente 1.6 μ s e, para uma velocidade de 600 rpm a largura do pulso é de aproximadamente 68 μ s.

A rotina de interrupção do *Timer0* é acionada a uma frequência de 5 kHz, ou seja a cada 200 μ s e apesar de executar inúmeras tarefas, conforme está apresentado na Tabela C.3-I, o tempo de processamento total é aproximadamente 42 μ s.

▪ Estrutura e Temporização do Programa DTC-Buja:

Para a implementação do programa de controle direto de torque proposto por G.Buja, quatro rotinas de interrupção foram utilizadas. As prioridades dessas rotinas foram definidas em função da importância das operações realizadas. As tarefas associadas a cada rotina de interrupção são mostradas na Tabela C.3-II.

Tabela C.3-II: Interrupções e Tarefas Associadas (DTC- Buja)

Interrupção	Prioridade	Tarefas associadas
<i>IRQC</i>	0 (menor)	1) Aquisição, acondicionamento dos sinais de corrente e tensão; 2) Teste de Sobrecorrente; 3) Estimação do Fluxo de Estator.
<i>IRQA</i>	1	1) Determinação da velocidade (rpm); 2) Estabelecimento do torque de referência pelo regulador PI; 3) Controle.
<i>Timer1</i>	2	1) Processamento dos sinais do <i>Encoder</i> .
<i>Timer0</i>	3 (maior)	1) Determinação do setor _{SVM} e dos tempos de chaveamento; 2) Chaveamento do inversor.

A interrupção *Timer0* possui a maior prioridade e está encarregada de ativar a execução da rotina de chaveamento do inversor baseado na modulação por vetores espaciais. Esta interrupção possui a mais alta prioridade pois, durante o chaveamento do inversor nenhuma outra rotina deve interromper este processo. A cada nova interrupção do *Timer0* novo vetor de chaveamento é estabelecido para o inversor. Assim, a frequência com que essa rotina é acionada é variável, pois depende dos tempos estabelecidos para a geração do vetor de tensão de referência conforme está apresentado no Apêndice B. Porém, a soma dos tempos de oito interrupções seguidas do *Timer0* constitui um período constante e, é definido como o período de chaveamento. Para o sistema implementado, a frequência de chaveamento é de 2 kHz ou seja, o período de chaveamento é de 500 μ s. O tempo de execução das instruções desta rotina também é variável pois na última instrução (dentro da sequência das oito instruções do *Timer0*) é feita a determinação do setor_{SVM} e dos tempos de chaveamento para a próxima sequência de interrupções do *Timer0*.

A rotina de interrupção do *Timer1* possui a segunda maior prioridade e tem a função de medir a largura de pulso vindo do *Encoder*. O sinal gerado pelo *Encoder*, depois de processado, alimenta o pino *TIO1* do *Timer1* que está no Modo de Operação 4 [47]. Neste modo de operação, a largura do pulso medida em unidades de 50ns (clock do *timer*) é armazenado no registro de controle do *TCR1*. O processamento do valor de *TCR1* para a determinação da velocidade do motor em rpm é feito dentro de sub-rotina presente na rotina de interrupção de *IRQA*. Segue-se esse procedimento para que o tempo de execução da rotina de interrupção do *Timer1* seja o menor possível. O tempo de execução dessa rotina é de aproximadamente 1.6 μ s e, para uma velocidade de 600 rpm a largura do pulso é de aproximadamente 68 μ s.

Normalmente, a interrupção de *timer* associada a rotina de medição do sinal do *Encoder* tem a mais alta prioridade. Isto é para assegurar a correta medição da velocidade do motor. Porém, estabelecendo essa interrupção em segunda prioridade, não comprometerá também a correta medição da velocidade do motor. Visto que, para o *Encoder* utilizado de 1500ppr, a

largura de pulso do *TIO* para uma velocidade de 2000 rpm é de aproximadamente 21 μ s. Esse tempo é suficiente para que a execução da rotina possa ser várias vezes interrompida para a execução da rotina do *Timer0* e em seguida, seja definitivamente concluída sem a chegada de um novo sinal de interrupção do *Timer1* que indica a medição da largura de um novo pulso de *TIO*.

A interrupção *IRQA* que possui a terceira prioridade, aciona o início de execução de diversas rotinas que são executadas nesta sequência: 1) Determinação da velocidade do motor em rpm; 2) Regulador PI de velocidade para o estabelecimento do torque de referência; 3) Controle. O tempo para a execução de todas as tarefas associadas a interrupção *IRQA* é variável (observa-se entre 45 a 75 μ s para condição de operação e frequências das interrupções estabelecidas) visto que, durante a execução das instruções pode ser ocorrer interrupção de mais alta prioridade (*Timer0* e *Timer1*). A frequência da interrupção *IRQA* é de 2 kHz.

A rotina associada a interrupção *IRQC* possui a menor prioridade, aciona o início de execução de diversas rotinas que são executadas nesta sequência: 1) Aquisição, acondicionamento dos sinais de corrente e tensão; 2) Teste de Sobrecorrente; 3) Estimação do Fluxo de Estator. Para que os sinais das correntes e das tensões digitalizados pelo conversor A/D reproduzam o mais próximo possível dos sinais reais das correntes e das tensões do motor, a frequência dessa interrupção teve que ser a mais alta possível no caso, é de 25 kHz. O tempo para a execução de todas as tarefas associadas a interrupção *IRQC* é variável (observa-se entre 18 a 23 μ s para condição de operação e frequências das interrupções estabelecidas) visto que, durante a execução das instruções pode ser ocorrer interrupção de mais alta prioridade.

- Inicialização dos Programas DTC-Takahashi e DTC-Buja:

No início do programa, os valores iniciais de todas as variáveis e parâmetros necessários para a execução de todas as rotinas e do programa de controle são estabelecidos. Os endereços de todas as portas e periféricos utilizados são fornecidos. A ordem de prioridades das interrupções externas (*IRQA* e *IRQC*) e dos *timers* (*Timer0* e *Timer1*) é definida através do registro *IPR*. Os modos de operação e as constantes de tempo iniciais dos *timers* são fornecidos.

Carrega-se o registro *PSR* com 18100 (hexadecimal) de tal forma a definir a configuração de memória conforme apresentado na Seção C.2. Além disso, defini-se os estados de espera ao se acessar a memória externa de dados (X e Y), memória externa de programa e memória externa de I/O. Busca-se o mínimo número de estados de espera para que se diminua o tempo de execução do programa e isto, dependerá do hardware da placa de interface elaborada. No caso, para o máximo de quinze estados de espera possíveis, conseguiu-se zero estados de espera para o acesso a memória externa de dados (X e Y) e de programa e três estados de espera para a memória externa de I/O.

Para que durante a aquisição de dados do conversor A/D, o programa possa continuar executando sem atraso, utiliza-se o controlador de acesso direto a memória (CDMA) e desta forma, defini-se o conteúdo do seu registro de *status*.

O programa na fase de inicialização realiza as rotinas: cálculo dos *offsets* dos sensores, cálculo da resistência de estator e teste de sobrecorrente; as mesmas são descritas a seguir. No final da execução dessas rotinas o programa entra em laço infinito a espera das interrupções, ou seja a partir daí as rotinas associadas ao controle direto de torque são executadas.

- **Determinação dos offsets dos Sensores:**

Para determinação dos *offsets* dos sensores de efeito Hall, rotina é executada com o circuito de potência desativado. Aplica-se o vetor v_0 e calcula-se o valor médio de 1024 valores de *offsets* das tensões (V_{ab} e V_{bc}) e das correntes (I_a e I_b). Em seguida, esses valores médios são armazenados em memória que posteriormente serão utilizados para subtrair dos sinais das tensões e das correntes quando o sistema estiver em funcionamento normal.

- **Cálculo do Valor da Resistência de Estator:**

Ao término da execução da rotina de determinação dos *offsets* dos sensores, o programa segue para executar a rotina que calcula a resistência de estator. O vetor v_6 passa a ser aplicado ao inversor em nível reduzido de tensão DC (20 volts) e, para eliminar os transitórios da aplicação deste vetor de tensão, as 5000 primeiras aquisições, retiradas de *offsets* dos sensores, conversão a ponto flutuante e transformação trifásica $\rightarrow \alpha\beta$ dos sinais de corrente e tensão são desprezadas. O cálculo da resistência de estator R_α e R_β é feito a partir da média das tensões e das correntes $\alpha\beta$ obtidas nas 5000 interrupções seguintes. Vale salientar que por segurança, durante a execução desta rotina, a rotina de sobrecorrente está ativada.

- **Teste de Sobrecorrente:**

Por segurança, é realizado o teste de sobrecorrente das correntes $\alpha\beta$ antes do processo de filtragem das mesmas pela média das últimas quatro correntes obtidas. Este teste é realizado durante a inicialização do programa e durante a operação normal do sistema. É estabelecido limite máximo dentro do programa para as correntes $\alpha\beta$ e se este limite for ultrapassado, aplica-se permanentemente o vetor v_0 na saída do inversor e bloqueia-se todas interrupções.

- **Aquisição e acondicionamento dos sinais de tensão e corrente:**

A interrupção *Timer0* (DTC-Takahashi) ou *IRQC* (DTC-Buja) está associada a rotina que realiza a aquisição, acondicionamento dos sinais de tensão e corrente e estimação dos fluxos $\alpha\beta$ de estator. A seguir, são apresentadas as tarefas executadas por esta rotina:

- 1) Obtenção dos sinais de tensão e corrente através do conversor A/D com utilização do DMAC e posterior armazenado em memória.
- 2) Retiradas dos seus respectivos *offsets*.
- 3) Adequação das escalas das tensões e das correntes lidas pelo conversor A/D para que o DSP trabalhe em escala real de corrente e tensão (valores de pico).
- 4) Conversão a ponto flutuante e novo armazenamento em memória.
- 5) Transformação trifásica $\rightarrow \alpha\beta$ das tensões e das correntes [5].
- 6) Teste de sobrecorrente das correntes $\alpha\beta$.
- 7) Filtragem pela média das últimas 4 tensões e correntes $\alpha\beta$ obtidas. Esses valores médios serão utilizados na estimação dos fluxos $\alpha\beta$ e na rotina de controle.

- Estimação dos Fluxos $\alpha\beta$ de Estator:

O cálculo necessário para a estimação do componente α do fluxo de estator é apresentado pela Equação (C.1). Para o componente β do fluxo, utiliza-se os componentes relacionados a β .

$$\lambda_{\alpha} = \int (v_{\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt \quad (C.1)$$

Por conveniência, representando o termo dentro da integral por fem_{α} , a Equação (C.1) é reescrita como:

$$\lambda_{\alpha} = \int fem_{\alpha} dt \quad (C.2)$$

Do ponto de vista de implementação o fluxo não pode ser calculado por uma integração simples, já que o componente DC do fluxo é amplificado com ganho infinito. Isto ocorre pois, apesar do processo de retirada dos *offsets* gerados sensores de efeito Hall quando do acondicionamento dos sinais de tensão e corrente, sempre ocorrerá a presença de *offset* residual. Assim, devido a este problema a saída da integral tende a aumentar positiva ou negativamente até exceder o número de bits suportados pelo processador, este fenômeno é conhecido como efeito de saturação da integral. Para resolver este problema, associou-se a integração um filtro passa alto, assim a função de transferência (fem_{α} para λ_{α}) no domínio da frequência é dada por:

$$F(j\omega) = \frac{1}{j\omega + \delta} \quad (C.3)$$

Se o termo adicionado δ é pequeno comparado com a frequência de operação ou seja, $|j\omega| \gg \delta$ então a função de transferência é similar a integral simples ao contrário, se a frequência é muito menor que δ ou seja, $\delta \gg |j\omega|$ então, a função de transferência apresenta um ganho limitado em baixas frequências. Esta característica é similar a um filtro passa baixo com uma frequência de corte pequena.

A integração foi implementada pelo método de integração de Euler de primeira ordem, ou seja, somando retângulos cujas bases são dadas pelo passo de integração h . O algoritmo completo para a estimação do fluxo é dado por:

$$\lambda_{\alpha}(k) = \frac{1}{\delta \cdot h + 1} \cdot \lambda_{\alpha}(k-1) + \frac{h}{\delta \cdot h + 1} \cdot fem_{\alpha}(k) \quad (C.4)$$

na qual, k indica o instante de amostragem atual da variável e $k-1$ indica o instante de amostragem anterior da variável. O passo da integração é dado por h e δ é o ganho do filtro passa baixo.

A função de transferência da Equação (C.3) implementada digitalmente de acordo com a Equação (C.4) não exige muito tempo de processamento do DSP. Porém, tem o inconveniente de defasar e alterar a amplitude da saída que deveria ocorrer sendo uma integração pura. Assim, o ganho δ deve ser o menor possível porém, limitado para que ocorra correto funcionamento na mais baixa frequência de operação do sistema. No caso do sistema implementado, foram obtidas boas respostas no controle com frequências de até 2 Hz, com valores de $\delta=0,2$ rad/s.

- Regulador PI de Velocidade:

Na estrutura do controle direto de torque implementado, quando necessita-se fixar a velocidade de operação do motor, utiliza-se um regulador PI na malha de velocidade, o qual é encarregado de fornecer o torque de referência para o controle. A entrada do regulador PI é o erro entre as velocidades de referência e a velocidade real.

A função de transferência do regulador PI no domínio da frequência é dada por:

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (C.5)$$

na qual, $Y(s)$ é a saída do regulador, $E(s)$ é a entrada, K_p e K_i são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

Como o método de integração de Euler de primeira ordem permite alta velocidade de processamento e fornece resultado com boa precisão, o mesmo foi utilizado na discretização do regulador PI. Assim, efetivando a discretização baseado neste método de integração, obtém-se:

$$Y(k) = Y(k-1) + K_p \cdot (E(k) - E(k-1)) + K_i \cdot E(k) \cdot h \quad (C.3)$$

na qual, k e $(k-1)$ representam os instantes de tempo discreto atual e anterior, respectivamente e, h é o período de amostragem dos sinais.

O diagrama de blocos da estrutura do regulador PI a partir de seu modelo discretizado é apresentado na Figura C.7.

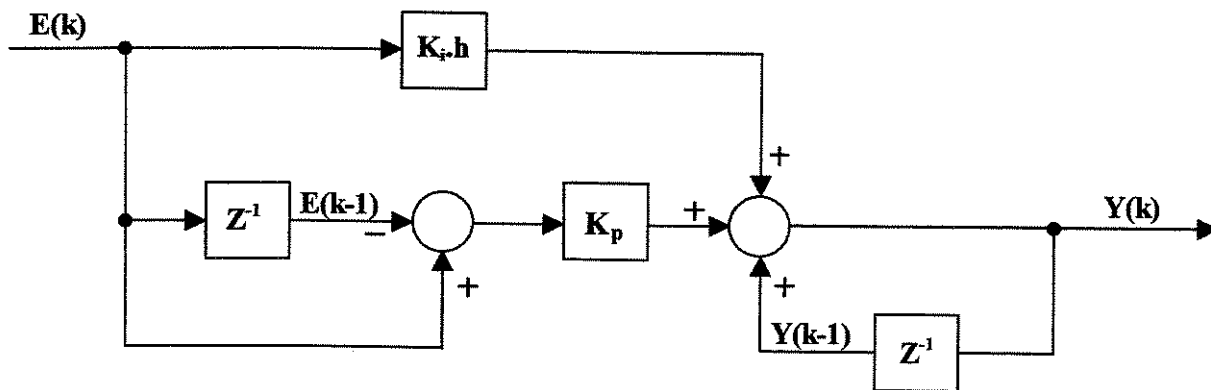


Figura C.7 Diagrama de blocos do modelo discreto do regulador PI

A variável de saída $Y(k)$ do sistema implementado representa o torque de referência que deve ser aplicado e $E(k)$ representa o erro atual entre a velocidade de referência e a velocidade real. O operador Z^{-1} é o operador de atraso unitário, indicando que os valores no instante anterior do torque de referência e o erro entre as velocidades devem ser armazenados em memória, pois são utilizados para obtenção do novo valor do torque de referência.

Apêndice D

Programa DTC Takahashi

;CONTROLE DIRETO DO TORQUE - TAKAHASHI -Programa completo e comentado em
;assembler para o DSP96002(dtctkzT.asm) com a determinação direta dos setores.
;Este programa associa-se ao programa t_dtctkz.asm (apresentado no final) que
;contém a tabela de chaveamento baseada na estratégia DTC-Takahashi.
;Frequência do controle, rotina de chaveamento e da aquisição de sinais: 5 kHz
;Observação: \ significa: pular linha no programa original.
;=====

page 132,60

opt md,mex,loc,cex,mu

; ****>> DEFINIÇÕES <<****

ADSEL EQU \$FFFFFF80 \ DASELA	EQU \$FFFFFF88 \ DASELB	EQU \$FFFFFF89
DASELC EQU \$FFFFFF8A \ DASELD	EQU \$FFFFFF8B \ TMR0	EQU \$FFFFFF8C
TMR1 EQU \$FFFFFF8D \ TMR2	EQU \$FFFFFF8E \ TMRC	EQU \$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 \$FFFFFFF0
PSR EQU \$FFFFFFFC		

VETOR0 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 4000 ;5 kHz ; =>50ns(cte tempo timer) * 4000 = 0.0002s ==> 5 kHz
CTE_TIMER1 EQU \$FF ; Valor Inicial do Timer do Encoder

DSM0 EQU \$FFFFFFDF \ DSR0	EQU \$FFFFFFDE \ DSN0	EQU \$FFFFFFDD \ DCO0	EQU \$FFFFFFDC
DDM0 EQU \$FFFFFFDB \ DDR0	EQU \$FFFFFFDA \ DDN0	EQU \$FFFFFFD9 \ DCS0	EQU \$FFFFFFD8
D8DMA_CONTROL0 EQU \$84800239 \ DSM1	EQU \$FFFFFFD7 \ DSR1	EQU \$FFFFFFD6	
DSN1 EQU \$FFFFFFD5 \ DCO1	EQU \$FFFFFFD4 \ DDM1	EQU \$FFFFFFD3 \ DDR1	EQU \$FFFFFFD2
DDN1 EQU \$FFFFFFD1DCS1	EQU \$FFFFFFD0 \ DMA_CONTROL1	EQU \$C4810019	
CTE EQU 377.0 \ CTE2	EQU 340.0 \ delta	EQU 5.0 \ h	EQU 200e-6 ;5 kHz

K_VELO EQU (396310.0)*1.035 \ pi EQU 3.14159265

Kp EQU 0.2
Ki EQU 1.0

TORQUE_MAX EQU 35.0
WR_POS EQU 500.0
WR_NEG EQU -500.0
RPM_RAD EQU 2.0*3.14159265/60.0
WRMAX EQU 1000.0

; ****>> Parâmetros do Motor <<****

Ls EQU 0.244806
Rs EQU 2.61
Ts EQU Ls/Rs ;Ts=0.109
Lm EQU 0.238485
Lr EQU 0.249716
Rr EQU 1.522
Tr EQU Lr/Rr ;Tr=0.164
P EQU 2.0;Pares de pólos

```

;      ***>> INÍCIO DO PROGRAMA <<***
      org p:$200

      movep #$00018100,x:PSR
      movep  #$0,x:IPR
      move  #VETOR0,y:PORTA1
      clr   d0 #I_A,r3
      movep d0.1,y:PORTA2
      rep  #256
      move  d0.1,x:(r3)+
      move  #PILHA,r6
      movep #CTE_TIMER0,x:TCR0      ;A/D
      movep #$C8000000,x:TCSR0
      movep #CTE_TIMER1,x:TCR1
      movep #$F0000000,x:TCSR1
      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  #$0,d4.1
      move  d4.1,x:FI_1      ; primeiro valor de fi_1 adotado

      move  #2.43,d1.s
      move  d1.s,x:te_teste

      move  #0,d1.1
      move  d1.1,x:tempo_teste
      move  d1.1,x:tempo_teste1
      move  d1.1,x:tempo_teste2

      bset  #$7,Y:PORTA2

;      ***>> Adquirir Tensões e Correntes para o cálculo do Offset dos Sensores <<***

      do  #$FFFF,atraso ;Atraso de 1 seg
      do  #$800,previo
      nop
previo
      nop
atraso
      andi  #SCF,mr
      movep  #$01000000,x:IPR

CAL
      move  x:BANDEIRA,d8.1
      brclr #0,d8.1,CAL

;      ***>> Calcular Valor Médio do Offset dos Sensores <<***
;      (Não é feito o escalonamento aqui. Faz-se o escalonamento no final:((Valor)-(offset))*ESC.

      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 Tensões e Correntes para o cálculo de Rs <<***

      bset  #$6,Y:PORTA2
      move  #VETOR6,y:PORTA1
      movep  #$01000000,x:IPR

ADQ_RS
      move  x:BANDEIRA,d8.l
      brc1r #1,d8.l,ADQ_RS

      move  #VETOR0,y:PORTA1

;      ***>> Cálculo 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  d1.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  d1.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 Cálculo de RS

      do  $FFFF,ESPE_1 ;Atraso de 1 seg
      do  $200,ESPE_2
      nop
ESPE_2
      nop
ESPE_1

;      ***>> ESPERAR INTERRUPÇÕES <<***

      movep  #$0e000000,x:IPR      ; TIMER 0: YES PRIORIDADE 0
                                   ; TIMER 1: YES PRIORIDADE 2

laco   jmp  laco

;      ***>> TESTE DE SOBRECORRENTE <<***
sobre_cor_inic
      move  x:I_ALFA,d1.s
      move  #3800.0,d2.s      ;
      fcmp  d1,d2
      fjgt  testar_beta_i
      jmp  sobrecorrente
testar_beta_i
      move  x:I_BETA,d1.s
      fcmp  d1,d2
      fjgt  saidanormal
      jmp  sobrecorrente

```

```

saidanormal
    rts

;      ***>> SOBRECORRENTE <<***

sobrecorrente
    movep    #$0,x:IPR
    move    #VETOR0,y:PORTA1 ;Vetor 0
    clr    d0
manter
    do    #$2000,atrasol ;Atraso de 0,25 seg
    do    #$FF,previol
    nop
previol
    nop
atrasol
    not    d0
    move    d0.1,y:PORTA2
    jmp    manter

;      ***>> Divisão 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

;      ***>> Cálculo de Raiz Quadrada <<***
;      (Entrada=d5.s, Saida=d4.s)
raiz
    fseedr    d5,d4
    fmpy.s    d4,d4,d2          #.5,d7.s          ;y approx 1/sqrt(x)
    fmpy.s    d5,d2,d2          #3.0,d3.s          ;y*y, get .5
    fmpy    d4,d7,d2    fsub.s    d2,d3    d3.s,d6.s    ;x*y*y, get 3.0
    fmpy.s    d2,d3,d4          d6.s,d3.s          ;y/2, 3-x*y*y
    fmpy.s    d4,d4,d2          ;y/2*(3-x*y*y)
    fmpy.s    d5,d2,d2          ;y*y
    fmpy    d4,d7,d2    fsub.s    d2,d3    d3.s,d6.s    ;x*y*y
    fmpy.s    d2,d3,d4          ;y/2, 3-x*y*y
    fmpy.s    d5,d4,d4          ;y/2*(3-x*y*y)
    rts          ;x*(1/sqrt(x))

;      ***>> TIMER 0 CAL <<***
TIMER0_CAL

;      ***>> Extensão do sinal dos dados e conversão a ponto flutuante <<***

    move    #I_A,r0
    move    #OFFSET_IA,r1

    do    #4,final_do
    move    x:(r0)+,d1.1
    asl    #4,d1
    ext    d1
    asr    #4,d1
    float.s    d1
    move    d1.s,x:(r1)+
final_do

;      ***>> Iniciar conversão do A/D <<***

;      INICIAR CANAL1
    movep    #I_A,x:DDRO
    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:DDRO
    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:DDRO
    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:DDRO
    movep #1,x:DCO0
    movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
    movep y:INI_CANAL4,y:ADSEL

;      ***>> Armazenamento em Memória <<***

    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.l
    inc d1 #1025,d2.l
    cmp d1,d2 ;d2-d1
    jeq termi_cali
    move d1.l,x:CONTA_1024

    jmp retorno_timer0

termi_cali
    bset #0,x:BANDEIRA
    movep #0,x:IPR

    jmp retorno_timer0

; |      TIMER 0 RS

TIMER0_RS

;      ***>> Extensão do sinal dos dados e conversão a ponto flutuante <<***

    move #I_A,r0
    move #OFFSET_IA,r1
    move #FI_A,r2

    do #4,FIN_DO
    move x:(r0)+,d1.l
    asl #4,d1
    ext d1
    asr #4,d1

```

```

float.s d1 x:(r1)+,d2.s
fsub.s d2,d1
move d1.s,x:(r2)+
FIN_DO

;      ***>> Cálculo de I_ALFA e I_BETA <<***

move x:FI_A,d2.s
move x:FI_B,d1.s
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 d1.s,x:I_BETA

;      ***>> Cálculo de V_ALFA e V_BETA <<***

move x:FV_AB,d2.s
move x:FV_BC,d1.s
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 d1.s,x:V_ALFA

move #(1/@SQT(3.0)),d2.s
fmpy.s d2,d4,d4
move d4.s,x:V_BETA

;      ***>> Iniciar Conversão do A/D <<***

;      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:DC00
movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
movep y:INI_CANAL2,y:ADSEL
TRF_2  jclr #28,x:DCS0,TRF_2

;      INICIAR CANAL3
movep #V_AB,x:DDR0
movep #1,x:DC00
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:DC00
movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
movep y:INI_CANAL4,y:ADSEL

;      ***>> Cálculo de Resistência de Estator <<***

move x:BANDEIRA,d1.l

calculo_rs
brset #2,d1.l,inicio_conta_rs

move x:TRANSI_RS,d1.l
inc d1 #5000,d2.l
cmp d1,d2 ;d2-d1

```

```

        jeq termina_transitorio
        move d1.l,x:TRANSI_RS
        jsr sobre_cor_inic
        jmp escrever_da

termina_transitorio
        bset #2,x:BANDEIRA
        jsr sobre_cor_inic
        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.l
        inc d1 #5000,d2.l
        cmp d1,d2 ;d2-d1
        jeq termina_rotina_rs
        move d1.l,x:CONTA_ROTINA_RS
        jsr sobre_cor_inic

        jmp escrever_da

termina_rotina_rs
        bset #1,x:BANDEIRA
        movep #0,x:IPR
        jsr sobre_cor_inic

        jmp escrever_da

;      ***>> TIMER 0 <<***

timer0
        bchg #7,Y:PORTA2
        bset #2,Y:PORTA2

        move x:BANDEIRA,d1.l
        brclr #0,d1.l,TIMER0_CAL
        brclr #1,d1.l,TIMER0_RS

;|      ***>> Iniciar conversão do A/D <<***

;      _____CANAL1
        movep #I_A,x:DDR0
        movep #1,x:DC00
        movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
        movep y:INI_CANAL1,y:ADSEL

;      ***>> Extensão do sinal dos dados e conversão a ponto flutuante <<***

        move #I_A,r0
        move #OFFSET_IA,r1
        move #FI_A,r2

```

```

do #4, fim_do
move x:(r0)+, d1.l
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_dol
move x:(r0)+, d1.l
asl #4, d1
ext d1
asr #4, d1
float.s d1
move d1.s, x:(r2)+
fim_dol
; x:FPOT_5 ==> Fluxo de Referência
; x:FPOT_6 ==> Torque de Referência

; _____ Testar fim de armazenamento de I_A _____
TRF1 jclr #28, x:DCS0, TRF1

; _____ CANAL2
movep #I_B, x:DDR0
movep #1, x:DCO0
movep #DMA_CONTROL0, x:DCS0
movep y:INI_CANAL2, y:ADSEL

; ****>> Cálculo de V_ALFA e V_BETA <<****

move x:FV_AB, d2.s
move x:FV_BC, d1.s

; _____ CORREÇÃO ESCALA FV_AB e FV_BC:
; 97 Vpp(tensão linha entrada)==> 1.255 Vpp
; 2048*(1.255/5.0)*Kt = 97
move #(97.0*5.0)/(2048.0*1.255), d4.s
fmpy.s d4, d1, d1
fmpy.s d4, 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 d1.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 d1.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 d1.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

;      ***>> Cálculo de I_ALFA e I_BETA <<***

    move x:FI_A,d2.s
    move x:FI_B,d1.s

;_____ CORREÇÃO ESCALA FI_A e FI_B:
;      5.3App(corrente linha entrada) ==> 1.51Vpp (A/D)
;      2048*(1.51/5.0)*Ki = 5.3App
    move #((5.3*5.0)/(2048.0*1.51)),d4.s
    fmpy.s d4,d1,d1
    fmpy.s d4,d2,d2      ;_____

    move d2.s,x:I_ALFA

    fadd.s d1,d1
    fadd.s d2,d1
    move #((1/8SQRT(3.0))),d2.s
    fmpy.s d2,d1,d1
    move d1.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:I_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: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 d1.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

;      ***>> Estimação 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 d1.s,x:FLUXO_ALFA_1

;_____ Testar fim de armazenamento de V_BC _____
TRF4    jclr #28,x:DCS0,TRF4

;_____ CANAL7 (POT_5: AJUSTE DA REFERÊNCIA FS)
    movep #POT_5,x:DDR0          ; PT1 e Vin7
    movep #1,x:DCO0
    movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
    movep y:INI_CANAL5,y:ADSEL

;      ***>> Estimação 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
    fsub.s d2,d3          ;d3=U
    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

;_____ Testar fim de armazenamento de POT_5 _____
TRF7    jclr #28,x:DCS0,TRF7

;_____ CANAL8 (POT_6: AJUSTE DA REFERÊNCIA DO TE)
    movep #POT_6,x:DDR0          ; PT2 e Vin8
    movep #1,x:DCO0
    movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
    movep y:INI_CANAL6,y:ADSEL

```

```

;          _____ INÍCIO DO PROGRAMA DE CONTROLE _____
;
;  ***>> Cálculo do módulo do Fluxo do Estator (MOD_FS) <<***
;
;  move x:FLUXO_ALFA_1,d1.s
;  move x:FLUXO_BETA_1,d5.s
;  fmpy.s d1,d1,d1
;  fmpy.s d5,d5,d5
;  fadd.s d1,d5
;
;  Cálculo de Raiz Quadrada (Entrada=d5.s   Saida=d4.s)
;  jsr raiz
;  move d4.s,x:MOD_FS
;
;  ***>> Determinação dos Setores <<***
;
;  d0.s => 0.0          //   d1.s => fluxo_alfa
;  d2.s => fluxo_beta   // d3.s => 0.57735027
;  d4.s => mod.fluxo_alfa // d5.s => mod.fluxo_beta
;  d6.s => mod.fluxo_beta linha // d7.1 => setor
;  move #0.0,d0.s
;  move x:FLUXO_ALFA_1,d1.s
;  move x:FLUXO_BETA_1,d2.s
;  move #0.57735027,d3.s
;  move x:FLUXO_ALFA_1,d4.s
;  move x:FLUXO_BETA_1,d5.s
;  fabs.s d4
;  fabs.s d5
;  fmpy.s d3,d4,d6
;  fcmp d0,d1          ; d1 - d0
;  fjgt cam1          ; se d1 > d0 (f_a > 0)
;  fcmp d0,d2          ; d2 - d0
;  fjgt cam21         ; se d2 > d0 (f_b > 0)
;  fcmp d6,d5          ; d5 - d6
;  fjgt cam221        ; se d5 > d6 (m_f_b > m_f_b_1)
;  move #$4,d7.1
;  move d7.1,x:SETOR
;  jmp saida
cam221
;  move #$5,d7.1
;  move d7.1,x:SETOR
;  jmp saida
cam21
;  fcmp d6,d5          ; d5 - d6
;  fjgt cam211        ; se d5 > d6 (m_f_b > m_f_b_1)
;  move #$4,d7.1
;  move d7.1,x:SETOR
;  jmp saida
cam211
;  move #$3,d7.1
;  move d7.1,x:SETOR
;  jmp saida
cam1
;  fcmp d0,d2          ; d2 - d0
;  fjgt cam11
;  fcmp d6,d5          ; d5 - d6
;  fjgt cam121        ; se d5 > d6 (m_f_b > m_f_b_1)
;  move #$1,d7.1
;  move d7.1,x:SETOR
;  jmp saida
cam121
;  move #$6,d7.1
;  move d7.1,x:SETOR
;  bchg #$0,Y:PORTA2
;  jmp saida
cam11
;  fcmp d6,d5          ; d5 - d6
;  fjgt cam111        ; se d5 > d6 (m_f_b > m_f_b_1)
;  move #$1,d7.1
;  move d7.1,x:SETOR
;  jmp saida

```

```

caml11
    move #2,d7.1
    move d7.1,x:SETOR
saida
; _____ Fim da Determinação dos Setores _____

;
; ****>>Estimação do Torque Eletromagnético <<****
; Tele = 3p/2[(vetor is) .j(vetor lambda s)]=3p/2[(i_alfa+ji_beta).(-F_B + jF_A)] . => P.I.
; Tele = 3p/2[i_alfa*-F_B+i_beta*F_A]=((3.P)/4)*(I_B * F_A - I_A * F_B)

    move x:I_ALFA_FTRDO,d1.s
    move x:I_BETA_FTRDO,d2.s
    move x:FLUXO_ALFA_1,d3.s
    move x:FLUXO_BETA_1,d4.s
    fmpy.s d2,d3,d3      ; I_B(d2.s) * F_A(d3.s) = (d3.s)
    fmpy.s d1,d4,d4      ; I_A(d1.s) * F_B(d4.s) = (d4.s)
    fsub.s d4,d3          ; d3 - d4 => d3
    move #3.0,d4.s        ; Como p=2, CTE_TE é igual a 3.
    fmpy.s d4,d3,d3
    move d3.s,x:TORQUE_ELE

;
; _____ Fim da estimação do Torque eletromagnético // Início da obtenção de TAU _____
;
    move x:FPOT_6,d0.s      ; x:FPOT_6 => Torque de Referência
; _____ CORREÇÃO ESCALA TORQUE DE REFERÊNCIA vindo de FTPOT_6:
    move #(1.0/500.0),d4.s
    fmpy.s d4,d0,d7
;
    move #-3.0,d7.s
;
    move d7.s,x:torque_r
;
    move x:te_teste,d7.s    ; te_teste => Torque de Referência pos/neg (nao precisa escalonar)
    move d7.s,x:torque_r
;
    move x:TORQUE_n,d7.s    ; Informação vinda do PI velocidade (nao precisa escalonar)
;
    move d7.s,x:torque_r
;
=====

    fsub.s d3,d7            ; d7 - d3(TORQUE_ELE) => d7
    move d7.s,x:ETE
    move x:torque_r,d7.s

;
; _____ VERIFICAÇÃO SE TORQUE_REFERÊNCIA É POSITIVO OU NEGATIVO _____
    move #0.0,d0.s
    move y:DTE,d6.s
    move x:Wr_real,d5.s
    fcmp d0,d7      ; d7 - d0
    fjlt TRneg
;
; =====> Torque Referência Positivo <=====
    fsub.s d6,d7      ; d7 - d6(DTE) => d7
    fcmp d3,d7        ; d3(TORQUE_ELE)
    fjgt pula_tau10

    move x:torque_r,d7.s
    fadd.s d6,d7
    fcmp d3,d7        ; d3(TORQUE_ELE)
    fjgt fimtau ; 0 tau é o mesmo (dentro da histerese)
    jmp pula_tau0

;
    fcmp d0,d5      ; d5(Wr) - d0(0.0)
;
    fjgt pula_tau0
;
    jmp pula_tau100

;
; =====> Torque Referência Negativo <=====
TRneg
    move y:DTE,d6.s
    fadd.s d6,d7      ; d7 + d6(DTE1) => d7

    fcmp d7,d3
    fjgt pula_tau100

    move x:torque_r,d7.s

```

```

    fsub.s d6,d7
    fcmp d3,d7      ; d3(TORQUE_ELE)
    fjlt fimtau ; O tau é o mesmo (dentro da histerese)
    jmp pula_tau0

;    fcmp d0,d5      ; d5(Wr) - d0(0.0)
;    fjgt pula_tau10
;    jmp pula_tau0

pula_tau10
    move #%10,d4.1      ; %10 representa tau=1
    move d4.1,x:TAU
    jmp fimtau

pula_tau0
    move #$0,d4.1      ; %0 representa tau=0
    move d4.1,x:TAU
    jmp fimtau

pula_tau100
    move #%100,d4.1      ; %100 representa tau=-1
    move d4.1,x:TAU

fimtau

;    _____ Fim da obtenção de TAU /// Início da obtenção de FI _____
;    FI=0 (Diminuir o Fluxo)  FI=1 (Aumentar o Fluxo)

    move x:FPOT_5,d0.s ; x:FPOT_5 ==> Fluxo de Referência
    CORREÇÃO DE ESCALA DO FLUXO DE REFERÊNCIA: 2048 ==> 1Wb
    2048 ==> 1 Wb      ==> KWb = 1/2048
    move #1.0/2048.0,d4.s
    fmpy.s d4,d0,d0 ; _____

    move #0.389,d0.s

    move d0.s,x:Fluxo_Ref

    move x:MOD_FS,d3.s
    move y:DFS,d2.s

    fsub.s d2,d0      ; d0(Fluxo_Ref) - d2(DFS) => d0
    fcmp d3,d0      ; d0 - d3      (Fluxo_Ref-DFS)-MOD_FS
    fjgt fi_zero
    move x:Fluxo_Ref,d0.s
    fadd.s d2,d0      ; d0(Fluxo_Ref) + d2(DFS) => d0
    fcmp d0,d3      ; d3 - d0      MOD_FS-(Fluxo_Ref+DFS)
    fjgt fi_um
    jmp fimfi

fi_zero
    move #$1,d4.1
    move d4.1,x:FI
    jmp fimfi

fi_um
    move #$0,d4.1
    move d4.1,x:FI

fimfi

;    _____ Fim da obtenção de FI /// Início da obtenção do vetor de chaveamento _____

    move x:SETOR,d0.1
    move x:TAU,d2.1
    move x:FI,d1.1

    asl #3,d0
    add d1,d0
    add d2,d0      #$1000,d1.1
    add d1,d0
    move d0.1,r0
    nop

```

```

;      >>>> DISPARO DO INVERSOR <<<<

move y:(r0),y:PORTA1

;      >>>> Velocidade do motor (Wr) <<<<

move x:VELOCIDADE,d5.s
move #(396310.0)*1.035,d0.s
ftst d5
fjeq velocidade_zero
jsr divisao
move d0.s,x:Wr_real
jmp cvi
velocidade_zero
move d5.s,x:Wr_real
cvi
move x:Wr_real,d0.s

move #RPM_RAD,d1.s
fmpy.s d1,d0,d0
move d0.s,x:Wr_real_rad

;      >>>> REVERSÃO 1 DE VELOCIDADE <<<<
;      DO TIPO ==> .....  .....
move x:tempo_testel,d1.l
inc d1 #3000,d2.l
cmp d1,d2 ;d2-d1
jeq trocar_Wr
move d1.l,x:tempo_testel
jmp enviar_ref_velocidade
trocar_Wr
fclr d1
move d1.s,x:tempo_testel
move x:Wr_teste,d1.s
fneg.s d1
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,d1.s
move d1.s,x:Wr_testel
enviar_ref_velocidade
move x:Wr_testel,d0.s
jmp pulareversao2
;
;      >>>> INCLUIR ESTA PARTE NA REVERSÃO 2 SE QUISER REVERSÃO:
;
;      DO TIPO ==> .....  .....
move x:Wr_teste2,d0.s
fabs.s d0
move #WRMAX,d3.s
fcmp d0,d3
jeq mantemconstante
fneg.s d3
fcmp d0,d3
jne sobe_desce
mantemconstante
;-----
move x:CONTAVELOCIDADECTE,d0.l
inc d0
move #10000,d3.l
cmp d3,d0
jge sobe_desce
move d0.l,x:CONTAVELOCIDADECTE
move x:Wr_teste2,d0.s
move #0.0,d6.s
fcmp d6,d0
jgt manter_vel_positiva
move #WRMAX,d0.s

```

```

    fneg.s d0
    move d0.s,x:Wr_teste2
    jmp vaiemboravelcte
manter_vel_positiva
    move #WRMAX,d0.s
    move d0.s,x:Wr_teste2
    jmp vaiemboravelcte
sobe_desce
    move #0,d0.l
    move d0.l,x:CONTAVELOCIDADECTE
;
;
; **** REVERSÃO 2 DE VELOCIDADE ****
; DO TIPO ==> ..... /\ /\ /\ /\ /\ .....
    move x:tempo_teste2,d0.l
    move #WRMAX,d7.s
    move #2.0,d6.s
    fmpy.s d6,d7,d6 ; d6=2.0*WRMAX
    move #3.0,d1.s
    fmpy.s d1,d7,d1 ; d1=3.0*WRMAX
    inc d0 #3000,d5.l ;Esse tempo é metade do periodo (T/2)
    move #2,d3.l
    mpys d5,d3,d3
    cmp d0,d3
    jne prossegue
    move #0,d0.l
    move d0.l,x:tempo_teste2
prossegue
    move d0.l,x:tempo_teste2
    cmp d5,d0 ;d0-d5
    jgt descida ; parte: \ (vai de T/2 a T)
    float.s d0
    float.s d5
    jsr divisao ; Dividendo = d0.s / Divisor = d5.s / Quociente = d0.s
; (Não utiliza os registros d1,d6,d7)
    fmpy.s d6,d0,d0 ; 2.0*WRMAX=(d6)
    fsub.s d7,d0 ; d0 - d7 => d0
    jmp saireversao2
descida
    float.s d0
    float.s d5
    jsr divisao ; Dividendo = d0.s / Divisor = d5.s / Quociente = d0.s
; (Não utiliza os registros d1,d6,d7)
    fmpy.s d6,d0,d0
    fsub.s d1,d0 ; d0 - d2 => d0
    fneg.s d0
    move d0.s,x:Wr_teste2
pulareversao2
saireversao2
    move d0.s,x:Wr_teste2

; Para reversão de Velocidade entre WR_POS E WR_NEG Comentar a instrução seguinte:
; move x:FPOT_6,d0.s ;Wref (Não se deve escalar)
; move #1100.0,d0.s ;Wref (Não se deve escalar)
;
; ***>> PI de Velocidade TORQUEn=TORQUEn_1+Kp(En-En_1)+Ki*h*En <<***
    move x:Wr_real,d5.s ;Wrn
    fsub.s d5,d0 ;En=Wref-Wrn
    move d0.s,x:En
    move #RPM_RAD,d1.s ;RPM_RAD=2.0*3.14159265/60.0

    fmpy.s d1,d0,d0
    move #(Ki*h),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,d1.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

;      ***>> TESTE DE TORQUE DE REFERÊNCIA POSITIVO/NEGATIVO <<***

    move x:tempo_teste,d1.l
    inc d1 #500000,d2.l
    cmp d1,d2      ;d2-d1
    jeq trocar_te
    move d1.l,x:tempo_teste
    jmp enviar_torque

trocar_te
    fclr d1
    move d1.s,x:tempo_teste
    move x:te_teste,d1.s
    fneg.s d1
    move d1.s,x:te_teste

enviar_torque

;      ***>> Teste de Sobrecorrente <<***

    move x:I_ALFA,d1.s
    move #16.0,d2.s
    fcmp d1,d2
    fjgt testar_beta
    jmp sobrecorrente

testar_beta
    move x:I_BETA,d1.s
    fcmp d1,d2
    fjgt normal
    jmp sobrecorrente

normal

escrever_da

;      ***>> Escrita no D/A <<***

    move #2000.0,d0.s
    move x:FLUXO_ALFA_1,d1.s
    fmpy.s d0,d1,d1

    int d1 #$800,d0.l
    add d0,d1
    int d2 d1.l,y:DASELA
    add d0,d2
    int d3 d2.l,y:DASELB
    add d0,d3
    int d4 d3.l,y:DASELC
    add d0,d4
    move d4.l,y:DASELD
    bclr #2,Y:PORTA2

retorno_timer0
    rti

```

```
;
***>> Rotina de leitura de velocidade <<***
timer1
    bchg #\$1,y:PORTA2
    bset #\$6,y:PORTA2

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

    movep x:TCR1,d0.l
    float.s d0 y:PORTA4,d1.l
    jclr #\$1,d1.l,v_neg
    jmp fim_v

v_neg
    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 l:- (r6),d0.ml
    bclr #\$6,Y:PORTA2

    rti

;
***>> ENDEREÇOS DAS INTERRUPTÕES <<***

org p:\$14
jsr timer0

org p:\$16
jsr timer1

;
***>> Variáveis <<***

ORG X:\$0
I_A DS 1 \ I_B DS 1 \ V_AB DS 1 \ V_BC DS 1 \ POT_5 DS 1 \ POT_6 DS 1 FI_A DS 1 \
FI_B DS 1 \ FV_AB DS 1 \ FV_BC DS 1 \ FPOT_5 DS 1 \ FPOT_6 DS 1 \ I_ALFA DS 1 \
I_BETA DS 1 \ V_ALFA DS 1 \ V_BETA DS 1 \ I_ALFA_1 DS 1 \ I_BETA_1 DS 1 \
V_ALFA_1 DS 1 \ V_BETA_1 DS 1 \ I_ALFA_2 DS 1 \ I_BETA_2 DS 1 \ V_ALFA_2 DS 1 \
V_BETA_2 DS 1 \ I_ALFA_3 DS 1 \ I_BETA_3 DS 1 \ V_ALFA_3 DS 1 \ V_BETA_3 DS 1 \
I_ALFA_FTRDO DS 1 \ I_BETA_FTRDO DS 1 \ V_ALFA_FTRDO DS 1 \ V_BETA_FTRDO DS 1 \
FLUXO_ALFA_1 DS 1 \ FLUXO_BETA_1 DS 1 \ FEM_ALFA DS 1 \ FEM_BETA DS 1 \
OFFSET_IADS 1 \ OFFSET_IB DS 1 \ OFFSET_VAB DS 1 \ OFFSET_VBC DS 1 \ OFFSET_IA_1 DS 1 \
OFFSET_IB_1 DS 1 \ OFFSET_VAB_1 DS 1 \ OFFSET_VBC_1 DS 1 \ I_ALFA_RS DS 1 \ I_BETA_RS DS 1 \
V_ALFA_RS DS 1 \ V_BETA_RS DS 1 \ I_ALFA_RS_1 DS 1 \ I_BETA_RS_1 DS 1 \ V_ALFA_RS_1 DS 1 \
V_BETA_RS_1 DS 1 \ RS_ALFA DS 1 \ RS_BETA DS 1 \ BANDEIRA DS 1 \ CONTA_1024 DS 1 \
TRANSIR_RS DS 1 \ CONTA_ROTINA_RS DS 1 \ ENDEREÇO_TABELA DS 1 \ ENDEREÇO_TABELA2 DS 1 \
VELOCIDADE DS 1 \ Wr_real DS 1 \ Wr_real_rad DS 1 \ Wr_teste DS 1 \ Wr_testel DS 1 \
Wr_teste2 DS 1 \ SETOR DS 1 \ TORQUE_ELE DS 1 \ torque_r DS 1 \ TORQUEN DS 1 \
TORQUEN_1 DS 1 \ te_teste DS 1 \ tempo_teste DS 1 \ tempo_testel DS 1 \ tempo_teste2 DS 1 \
En DS 1 \ En_1 DS 1 \ ETE DS 1 \ TAU DS 1 \ TAU_1 DS 1 \ MOD_FS DS 1 \ Fluxo_Ref DS 1 \
EFS DS 1 \ FI DS 1 \ FI_1 DS 1 \ vetor DS 1 \ CONTAVELOCIDADECTE DS 1

;
***>> Constantes <<***

ORG Y:\$0
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
DTE DC +0.0 \ DFS DC +0.0 \ DTE1 DC +0.0 \ DTE2 DC +0.0

;
***>> Stack <<***

ORG L:\$180
PILHA DS 128

end
```

```

;          PROGRAMA t_dtctkz.asm
;          >> Associado ao Programa dtctkz.asm <<

page      132,60
opt       md,mex,loc,cex,mu

DADOS     EQU $1000
;_____ adotando sequência v1,v2,...,v6
VETOR0    EQU $15 ;%010101 000 v0
VETOR1    EQU $16 ;%010110 001 v5
VETOR2    EQU $19 ;%011001 010 v3
VETOR3    EQU $1A ;%011010 011 v4
VETOR4    EQU $25 ;%100101 100 v1
VETOR5    EQU $26 ;%100110 101 v6
VETOR6    EQU $29 ;%101001 110 v2
VETOR7    EQU $2A ;%101010 111 v7
;_____ FI=0 (Diminuir o Fluxo) FI=1 (Aumentar o Fluxo)

;          SETOR 1          -30 <= teta < 30
          ORG Y:(DADOS+$8)
TZE_FZE1  DC VETOR0
TZE_FUM1  DC VETOR7
TUM_FZE1  DC VETOR2
TUM_FUM1  DC VETOR6
TNU_FZE1  DC VETOR1
TNU_FUM1  DC VETOR5
;          SETOR 2          +30 <= teta < 90
          ORG Y:(DADOS+$10)
TZE_FZE2  DC VETOR7
TZE_FUM2  DC VETOR0
TUM_FZE2  DC VETOR3
TUM_FUM2  DC VETOR2
TNU_FZE2  DC VETOR5
TNU_FUM2  DC VETOR4
;          SETOR 3          +90 <= teta < 150
          ORG Y:(DADOS+$18)
TZE_FZE3  DC VETOR0
TZE_FUM3  DC VETOR7
TUM_FZE3  DC VETOR1
TUM_FUM3  DC VETOR3
TNU_FZE3  DC VETOR4
TNU_FUM3  DC VETOR6
;          SETOR 4          +150 <= teta < 210
          ORG Y:(DADOS+$20)
TZE_FZE4  DC VETOR7
TZE_FUM4  DC VETOR0
TUM_FZE4  DC VETOR5
TUM_FUM4  DC VETOR1
TNU_FZE4  DC VETOR6
TNU_FUM4  DC VETOR2
;          SETOR 5          +210 <= teta < 270
          ORG Y:(DADOS+$28)
TZE_FZE5  DC VETOR0
TZE_FUM5  DC VETOR7
TUM_FZE5  DC VETOR4
TUM_FUM5  DC VETOR5
TNU_FZE5  DC VETOR2
TNU_FUM5  DC VETOR3
;          SETOR 6          +270 <= teta < 330
          ORG Y:(DADOS+$30)
TZE_FZE6  DC VETOR7
TZE_FUM6  DC VETOR0
TUM_FZE6  DC VETOR6
TUM_FUM6  DC VETOR4
TNU_FZE6  DC VETOR3
TNU_FUM6  DC VETOR1

```

end

Apêndice E

Programa DTC Buja

;CONTROLE DIRETO DO TORQUE - BUJA -Programa completo e comentado em
;assembler para o DSP96002(dbjzT.asm). Determina os tempos para o SVM
;a partir das tensões de referência alfa e beta geradas pelo controle.
;Contém no final tabela de seno/cosseno para a a checagem em malha aberta.
;
; INTERRUPÇÕES FUNÇÃO FREQUÊNCIA PRIORIDADE
;
; Timer0 => SVM 2kHz (P3)
;
; Timer1 => Encoder - (P2)
;
; IRQC => Aquis.de Sinais+Estimação Fluxo 25kHz (P1)
;
; IRQA => Inicialização + Controle 2kHz (P0)
;Observação: \ significa: pular linha no programa original.

page 132,60
opt md,mex,loc,cex,mu

; ***>> DEFINIÇÕES <<***

ADSEL	EQU \$FFFFFFF80 \ DASELA	EQU \$FFFFFFF88 \ DASELB	EQU \$FFFFFFF89
DASELC	EQU \$FFFFFFF8A \ DASELD	EQU \$FFFFFFF8B \ TMRO	EQU \$FFFFFFF8C
TMR1	EQU \$FFFFFFF8D \ TMR2	EQU \$FFFFFFF8E \ TMRC	EQU \$FFFFFFF8F
PORTA1	EQU \$FFFFFFF90 \ PORTA2	EQU \$FFFFFFF91 \ PORTA3	EQU \$FFFFFFF92
PORTA4	EQU \$FFFFFFF93 \ TCSR0	EQU \$FFFFFFFE0 \ TCR0	EQU \$FFFFFFFE1
TCSR1	EQU \$FFFFFFFE8 \ TCR1	EQU \$FFFFFFFE9 \ IPR	EQU \$FFFFFFFEF
PSR	EQU \$FFFFFFFC		

VETOR0	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	

DSM0 EQU \$FFFFFFFD5 \ DSR0 EQU \$FFFFFFFDE \ DSN0 EQU \$FFFFFFFDD \ DCO0 EQU \$FFFFFFFDC
DDM0 EQU \$FFFFFFFDB \ DDR0 EQU \$FFFFFFFDA \ DDN0 EQU \$FFFFFFFD9 \ DCS0 EQU \$FFFFFFFD8
D8DMA_CONTROL0 EQU \$84800239 \ DSM1 EQU \$FFFFFFFD7 \ DSR1 EQU \$FFFFFFFD6
DSN1 EQU \$FFFFFFFD5 \ DCO1 EQU \$FFFFFFFD4 \ DDM1 EQU \$FFFFFFFD3 \ DDR1 EQU \$FFFFFFFD2
DDN1 EQU \$FFFFFFFD1DCS1 EQU \$FFFFFFFD0 \ DMA_CONTROL1 EQU \$C4810019
delta EQU 5.0 \ Pi EQU 3.14159265
CTE_TIMER0 EQU 10000 ;2kHz (SVM)
; =>50ns(cte tempo timer) * 10000 = 0.0005s ==> 2 kHz

CTE_TIMER1 EQU \$FF (ENCODER)
; Valor Inicial do contador do timer1 do Encoder

h EQU 500.0e-6 ; 2 kHz (Frequência de IRQA->controle)
hT0 EQU 40.0e-6 ; 25kHz (Frequência do IRQC->aquisição+estimação)
TSVM EQU 500.0e-6 ; 2 kHz (na mesma frequência do controle)
KLI EQU 500.0
K_VELO EQU (396310.0)*1.035
Kp EQU 1.2 \ Ki EQU 5.5

TORQUE_MAX	EQU 22.0	
WR_POS	EQU 600.0 \ WR_NEG	EQU -600.0
TORQUE_POS	EQU 3.0	
TORQUE_NEG	EQU -3.0	
RPM_RAD	EQU 2.0*3.14159265/60.0	
WRMAX	EQU 900.0	
FLUXO_REF	EQU 0.389	

```
;      ***>> Parâmetros do Motor <<***

Ls      EQU 0.244806
Rs      EQU 2.61
Ts      EQU Ls/Rs      ;Ts=0.109
Lm      EQU 0.238485
Lr      EQU 0.249716
Rr      EQU 1.522
Tr      EQU Lr/Rr      ;Tr=0.164
P      EQU 2.0 ;Pares de pólos

sigma      EQU 1.0-((Lm*Lm)/(Ls*Lr))      ; =0.06963426
sigmals      EQU sigma*Ls      ; =0.01704688
sigmals_1      EQU 1.0/sigmals      ; =58.6617431
s_t      EQU sigmals/TSVM      ; =0.01704688/TSVM=68,18752

;      ***>> Início do Programa <<***

org p:$200
movep #$00018100,X:PSR
movep #$0,x:IPR
move #VETOR0,y:PORTA1
clr d0 #$100,r3
rep #$fff      ;$100+($ff)=$1ff
move d0.l,x:(r3)+
clr d0 #$1FE,r3
rep #$2      ;$100+($ff)=$1ff
move d0.l,y:(r3)+
move #$100,d1.l      ;Endereço do início da tabela
move d1.l,x:SETOR_BJ
move d1.l,r1
move #PILHA,r6
movep #CTE_TIMER0,x:TCR0      ;A/D
movep #C0000000,x:TCSR0      ;1100 Timer Mode 0(SVM)
movep #CTE_TIMER1,x:TCR1
movep #F0000000,x:TCSR1      ;1111 Timer Mode 4(Encoder)
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 #0.0,d4.s
move d4.s,x:WS1      ; primeiro valor de WS1 adotado

move #6.0,d1.s
move d1.s,x:te_teste
move #0,d1.l
move d1.l,x:tempo_teste
move d1.l,x:tempo_teste1
move d1.l,x:tempo_teste2

move #500,d1.l
move #2000,d1.l
move #IDATA,d0.l
move d0.l,X:CONTA_TABELA
bset #$7,Y:PORTA2

;      ***>> Adquirir Tensões e Correntes para o cálculo do Offset dos Sensores <<***
do $FFFF,atraso ;Atraso de 1 seg
do $200,previo
nop
previo
nop
atraso
andi   #$CF,mr
movep  #$00000005,x:IPR ; Trabalha com IRQA

CAL
move x:BANDEIRA,d8.l
brclr #0,d8.l,CAL
```

```

;      ***>> Calcular Valor Médio do Offset dos Sensores <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
;      ***>> Adquirir Tensões e Correntes para o cálculo de Rs <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
;      ***>> Cálculo de RS <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
;      Fim do Cálculo de RS
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;-----
;      ***>> ESPERAR INTERRUPÇÕES <<***

      movep #$0f000605,x:IPR ;0000/1111/...0110/0000/0101
; SVM->timer0:P3 / Encoder ->timer1: P2 / irqb:desativado /
; Aquisição sinais + Estimação Fluxo->irqc:P1 ; Inicialização+Controle->irqa:P0

laco    jmp laco
;-----

;      I N Í C I O   D A S   S U B R O T I N A S

;      ***>> TESTE DE SOBRECORRENTE <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
;      ***>> SOBRECORRENTE <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
;      ***>> Divisão em Ponto Flutuante <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
;      ***>> Cálculo de Raiz Quadrada <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;      Rotina: tatbs (CALCULA OS TEMPOS PARA O SVM)
;      ASSOCIADA A INTERRUPÇÃO timer0 (SVM)  *
;      Determinação do Tempo TA(X:TA)
;      Determinação do Tempo TB(X:TB)
;      Determinação do Setor (X:SETOR_BJ)
;      Entradas: u_alfa(d1.s) e u_beta(d6.s) só utiliza registros d0,d1 e d6.

tatbs
;-----
; Correção das Escalas de u_alfa e u_beta
; para obtenção dos tempos de TA e TB
      move #5.0,d0.s
      fmpy.s d0,d1,d1
      fmpy.s d0,d6,d6
;-----
; Multiplica u_beta por (sqrt(3))/3
      move #0.577350269189,d0.s
      fmpy.s d0,d6,d6
;-----
      ftst d1
      fjlt parte2
      ftst d6
      fjlt parte12
      fcmp d6,d1
      fjlt parte112
      fsub.s d6,d1      ; d1-d6 -> d1
      int d1
      fadd.s d6,d6      ; d6+d6 -> d6
      int d6
      move #$100,d0.1   ; Início do Setor 1
      move d0.1,X:SETOR_BJ
      jmp fimtatb
parte112
      move d6.s,d0.s
      fadd.s d1,d0      ; d1+d0 -> d0
      int d0
      fsub.s d1,d6      ; d6-d1 -> d6
      int d6            ; d6.1=TB
      move d0.1,d1.1    ; d0.1=d1.1=TA
      move #$108,d0.1   ; Início do Setor 2
      move d0.1,X:SETOR_BJ

```

```

        jmp fimatb
partel2
        move d6.s,d0.s
        fneg.s d0          ; d0=-d6
        fcmp d0,d1
        fjlt partel22
        fadd.s d0,d0       ; d0+d0 -> d0
        int d0
        fadd.s d1,d6       ; d6+d1 -> d6
        int d6            ; d6.l=TB
        move d0.l,d1.l     ; d0.l=d1.l=TA
        move $128,d0.l     ; Início do Setor 6
        move d0.l,X:SETOR_BJ
        jmp fimatb
partel22
        move d1.s,d0.s     ;d1.s=u_alfa
        fneg.s d0
        fsub.s d6,d0       ; d0-d6(u_beta) -> d0
        int d0            ; d0.l=TA
        fsub.s d6,d1       ; d1-d6 -> d1
        int d1            ; d1.l=TB
        move d1.l,d6.l     ; d1.l=d6.l=TB
        move d0.l,d1.l     ; d0.l=d1.l=TA
        move $120,d0.l     ; Início do Setor 5
        move d0.l,X:SETOR_BJ
        jmp fimatb
parte2
        ftst d6
        fjlt parte22
        move d1.s,d0.s
        fneg.s d0          ; d0=-d1
        fcmp d6,d0
        fjlt parte212
        fsub.s d6,d0       ; d0-d6 -> d0
        int d0
        fadd.s d6,d6       ; d6+d6 -> d6
        int d6            ; d6.l=TA
        move d6.l,d1.l     ; d6.l=d1.l=TA
        move d0.l,d6.l     ; d0.l=d6.l=TB
        move $110,d0.l     ; Início do Setor 3
        move d0.l,X:SETOR_BJ
        jmp fimatb
parte212
        move d6.s,d0.s     ; d6.s(u_beta)
        fadd.s d1,d0       ; d1(u_alfa)+d0(u_beta) -> d0
        int d0            ; d0.l=TA
        fsub.s d1,d6       ; d6-d1 -> d6
        int d6            ; d6.l=TB
        move d0.l,d1.l     ; d0.l=d1.l=TA
        move $108,d0.l     ; Início do Setor 2
        move d0.l,X:SETOR_BJ
        jmp fimatb
parte22
        fcmp d6,d1
        fjlt parte222
        move d1.s,d0.s     ; d1.s=u_alfa
        fneg.s d0          ; d0=-d1
        fsub.s d6,d0       ; d0-d6 -> d0
        int d0            ; d0.l=TA
        fsub.s d6,d1       ; d1(u_alfa)-d6(u_beta)-> d1
        int d1            ; d1.l=TB
        move d1.l,d6.l     ; d1.l=d6.l=TB
        move d0.l,d1.l     ; d0.l=d1.l=TA
        move $120,d0.l     ; Início do Setor 5
        move d0.l,X:SETOR_BJ
        jmp fimatb
parte222
        move d6.s,d0.s     ; d6.s(u_beta)
        fneg.s d0          ; d0=-d6
        fadd.s d0,d0       ; d0(-u_beta)+d0(-u_beta) -> d0
        int d0            ; d0.l=TB

```

```

        fsub.s d1,d6      ; d6(u_beta)-d1(u_alfa) -> d6
        int d6
        move d6.l,d1.l    ; d6.l=d1.l=TA
        move d0.l,d6.l    ; d0.l=d6.l=TB
        move $118,d0.l    ; Início do Setor 4
        move d0.l,X:SETOR_BJ
fimtattb
        move #100,d0.l
        cmp d1,d0
        jlt naofaznadaem_d0
        move d0.l,d1.l
naofaznadaem_d0
        cmp d6,d0
        jlt naofaznadaem_d6
        move d0.l,d6.l
naofaznadaem_d6
        move d1.l,d0.l
        add d6,d0      ;d6+d0=>d0
        float.s d0
        move #3100.0,d7.s
        fcmp d0,d7
        fjgt mantemdld6
        fseedd d0,d7
        move #3100.0,d0.s
        fmpy.s d0,d7,d0
        float.s d1
        float.s d6
        fmpy.s d1,d0,d1
        fmpy.s d6,d0,d6
        int d1
        int d6
mantemdld6
        rts

; _____ F I M   D A S   S U B R O T I N A S _____

;               IRQA_CAL

IRQA_CAL

;      ***>> Extensão do sinal dos dados e conversão a ponto flutuante <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;      ***>> Iniciar conversão do A/D <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;      ***>> Armazenamento em Memória <<***

        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.l
        inc d1 #1025,d2.l
        cmp d1,d2      ;d2-d1

```

```

    jeq termi_cali
    move d1.1,x:CONTA_1024

    jmp retorno_irqa

termi_cali
    bset #0,x:BANDEIRA
    movep #0,x:IPR

    jmp retorno_irqa

;          IRQA_RS

IRQA_RS

;          ***>> Extensão do sinal dos dados e conversão a ponto flutuante <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;          ***>> Cálculo de I_ALFA e I_BETA <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;          ***>> Cálculo de V_ALFA e V_BETA <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

; V_ALFA FILTRADO:
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
; V_BETA FILTRADO:
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

; I_ALFA FILTRADO:
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
; I_BETA FILTRADO
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;          ***>> Iniciar Conversão do A/D <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;          ***>> Cálculo de Resistência de Estator <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;          IRQA

irqa

    bchg #7,Y:PORTA2
    bset #2,Y:PORTA2

    move x:BANDEIRA,d1.1
    brclr #0,d1.1,IRQA_CAL
    brclr #1,d1.1,IRQA_RS

;          INÍCIO DO PROGRAMA DE CONTROLE DTC BUJA

;          ***>> Velocidade do motor (Wr) <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

; TESTE DE TORQUE DE REFERÊNCIA POSITIVO/NEGATIVO
; (Com amplitude de torque de referência Positivo podendo ser
; diferente da amplitude de torque de referência Negativo)
; Instruções comentadas p/ amplitudes negativa e positiva iguais
;     move x:tempo_teste,d1.1
;     inc d1 #500,d2.1
;     cmp d1,d2 ;d2-d1
;     jeq trocar_te
;     move d1.1,x:tempo_teste
;     jmp enviar_torque
; trocar_te
;     fclr d1
;     move d1.s,x:tempo_teste
;     move x:te_teste,d1.s
;     fneg.s d1

```

```

;      move d1.s,x:te_teste
; enviar_torque
; *** REVERSÃO 1 DE TORQUE***
      move x:tempo_teste,d1.l
      inc d1 #1000,d2.l
      cmp d1,d2 ;d2-d1
      jeq trocar_TORQUE
      move d1.l,x:tempo_teste
      jmp enviar_ref_TORQUE
trocar_TORQUE
      fclr d1
      move d1.s,x:tempo_teste
      move x:TORQUE_teste,d1.s
      fneg.s d1
      move d1.s,x:TORQUE_teste
      fjmi PULA_low
      move #TORQUE_POS,d1.s
      move d1.s,x:TORQUE_teste
      jmp enviar_ref_TORQUE
PULA_low
      move #TORQUE_NEG,d1.s
      move d1.s,x:TORQUE_teste
enviar_ref_TORQUE
      move x:TORQUE_teste,d0.s
;      jmp pulareversao2
;-----
teste_torque_pos_neg

;      **** REVERSÃO 1 DE VELOCIDADE ****
;      DO TIPO ==> ..... | | | | .....
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
;=====
;      **** INCLUIR ESTA PARTE NA REVERSÃO 2 SE QUISER REVERSÃO:
;
;      DO TIPO ==> ..... / / / / / / / / .....
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
;=====
;**** REVERSÃO 2 DE VELOCIDADE ****
;      DO TIPO ==> ..... / / / / / / / / .....
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi
;-----
; PARA REVERSÃO DE VELOCIDADE entre WR_POS E WR_NEG COMENTAR A INSTRUÇÃO SEGUINTE:
;      move x:FPOT_6,d0.s ;Wref (Não se deve escalar)
;      move #600.0,d0.s ;Wref (Não se deve escalar)

;      ****>> PI de Velocidade TORQUEn=TORQUEn_1+Kp(En-En_1)+Ki*h*En <<****
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;      ****>> Estimação da Velocidade Síncrona (WS1) <<****
;      Denominador: (FLUXO_ALFA)^2 + (FLUXO_BETA)^2
      move x:FLUXO_ALFA_1,d0.s ; Utiliza-se a variável fluxo sem a cte
      move x:FLUXO_BETA_1,d6.s ; de mult. utilizada p/ visualização D/A.
      fmpy.s d0,d0,d1
      fmpy.s d6,d6,d5
      fadd.s d1,d5
      move d5.s,x:DENO

;      Numerador: (FEM_BETA)*(FLUXO_ALFA) - (FEM_ALFA)*(FLUXO_BETA)
      move x:RS_ALFA,d3.s
      move x:I_ALFA_FTRDO,d4.s
      fmpy.s d3,d4,d4 x:V_ALFA_FTRDO,d1.s
      fsub.s d4,d1 ;d1 - d4 => d1
;      move d1.s,x:FEM_ALFA_FTRDO Instrução Comentada
      move x:I_BETA_FTRDO,d4.s
      fmpy.s d3,d4,d4 x:V_BETA_FTRDO,d2.s ;d3.s=x:RS_ALFA
      fsub.s d4,d2 ;d2 - d4 => d2
;      move d2.s,x:FEM_BETA_FTRDO Instrução Comentada
;      d0.s=x:FLUXO_ALFA_1 ; Utiliza-se a variável fluxo sem a cte
;      d6.s=x:FLUXO_BETA_1 ; de multiplicação p/ visualização D/A.
      fmpy.s d2,d0,d3 ; (FEM_BETA_FTRDO)*(FLUXO_ALFA) (d3.s)
      fmpy.s d1,d6,d4 ; (FEM_ALFA_FTRDO)*(FLUXO_BETA) (d4.s)

```

```

    fsub.s d4,d3          ; d3 - d4 => d3
    move d3.s,d1.s
    move d1.s,x:NUME

;   Loop Integral WS1
    move #h*KLI,d7.s
    ; d5.s = x:DENO
    fmpy.s d5,d7,d5      ; KLI * h * (DENOMINADOR=FS^2)
    move #1.0,d0.s
    fadd.s d0,d5          ; KLI * h * DENOMINADOR + 1.0

    jsr divisao
;   d0.s=>Dividendo/d5.s=>Divisor/d0.s=>Quociente
;   (Não utiliza os registros d1.s, d6.s e d7.s)

;   d1.s=x:NUME
    fmpy.s d7,d1,d3      ; h*KLI(d7.s) * NUME(d1.s)=(d3.s)

    move x:WS1_1,d1.s
    fadd.s d3,d1

    fmpy.s d0,d1,d1
    move d1.s,x:WS1_1

;   ____ Fim da Estimação da Velocidade Síncrona (WS1) ____

;   ***>> Cálculo do Módulo do Fluxo do Estator (MOD_FS) <<***

    move x:DENO,d5.s      ; DENO = FS_A^2 + FS_B^2

;   Cálculo de Raiz Quadrada (Entrada=d5.s Saida=d4.s)
    jsr raiz
    move d4.s,x:MOD_FS
    move d4.s,d5.s

    ftst d5
    fjeq modfs_zero

;   ____ Fim da Determinação MOD_FS ____

;   ***>> Determinação cosseno(tetafs) e seno(tetafs) <<***
;   x:MOD_FS=d5.s ; MOD_FS = SQRT(FS_A^2 + FS_B^2)
;   move #1.0,d0.s
;   COS_FS = FS_A/MOD_FS & SEN_FS = FS_B/MOD_FS

    jsr divisao
;   d0.s=>Dividendo/d5.s=>Divisor/d0.s=>Quociente

    move x:FLUXO_ALFA_1,d3.s ; Utiliza-se a variável fluxo sem a cte
;   ; de multiplicação p/ visualização D/A.
    fmpy.s d0,d3,d1      ; d1.s = COS_FS
    move d1.s,x:MOD_FS

    move x:FLUXO_BETA_1,d4.s ; Utiliza-se a variável fluxo sem a cte
;   ; de multiplicação p/ visualização D/A.
    fmpy.s d0,d4,d2      ; d2.s = SEN_FS
    move d2.s,x:SEN_FS

    jmp pulaisto
modfs_zero
    move #0.0,d2.s
    move d2.s,x:SEN_FS
    move #1.0,d1.s
    move d1.s,x:MOD_FS
pulaisto

;   ***>> Determinação de FLUXO_D e FLUXO_Q <<***
;   Transformação alfa-beta para d-q:
;   fd = fa * cos(teta) + fb * sen(teta)
;   fq = -fa * sen(teta) + fb * cos(teta)
    move x:FLUXO_ALFA_1,d3.s

```

```

move x:FLUXO_BETA_1,d4.s
; COS_FS = d1.s      ///      FLUXO_ALFA_1 = d3.s
; SEN_FS = d2.s      ///      FLUXO_BETA_1 = d4.s
fmpy.s d1,d3,d5
fmpy.s d2,d4,d6
fadd.s d5,d6      ; fa * cos(teta) (d5) + fb * sen(teta) (d6) => (d6)
move d6.s,x:FLUXO_D
; fmpy.s d1,d4,d5
; fmpy.s d2,d3,d6
; fsub.s d6,d5      ; -fa * sen(teta) (d6) + fb * cos(teta) (d5) => (d6)
; move d5.s,x:FLUXO_Q
; A determinação de FLUXO_Q é comentada pois não é necessária p/ o controle

; ****>> Determinação de IDS e IQS <<**** (calculado da maneira do paper)
Transformação alfa-beta para d-q:
; fd = fa * cos(teta) + fb * sen(teta)
; fq = -fa * sen(teta) + fb * cos(teta)
; COS_FS = d1.s    ///    SEN_FS = d2.s
move x:I_ALFA_FTRDO,d3.s
move x:I_BETA_FTRDO,d4.s
fmpy.s d3,d1,d5      ; I_ALFA_FTRDO * COS_FS = d5
fmpy.s d4,d1,d6      ; I_BETA_FTRDO * COS_FS = d6
fmpy.s d3,d2,d7      ; I_ALFA_FTRDO * SEN_FS = d7
fmpy.s d4,d2,d0      ; I_BETA_FTRDO * SEN_FS = d0

fadd.s d0,d5      ; d5 + d0 => d5 (IDS)
move d5.s,x:IDS
fsub.s d7,d6      ; d6 - d7 => d6 (IQS)
move d6.s,x:IQS

; ****>> Determinação de VDS e VQS <<****
move x:RS_ALFA,d0.s
fmpy.s d0,d5,d1      ; RS_ALFA(d0.s) * IDS(d5.s)
move d1.s,x:VDS

fmpy.s d0,d6,d7      ; RS_ALFA(d0.s) * IQS(d6.s) = 1. termo VQS (d7.s)
; Observação: Não utilizar d0.s e d6.s
; 1) Utiliza-se o MOD_FS
; move x:MOD_FS,d1.s
; 2) Utiliza-se o FLUXO_D
move x:FLUXO_D,d1.s
; 3) Utiliza-se Fluxo de Referência
; move x:FPOT_5,d1.s      ; x:FPOT_5 => Fluxo de Referência
; ==> 1a. CORREÇÃO DE ESCALA DO FLUXO DE REFERÊNCIA: 2048 ==> 1Wb
; 2048 ==> 1 Wb      ==> KWb = 1/2048
; move #1.0/2048.0,d4.s
; fmpy.s d4,d1,d1
; move #FLUXO_REF,d1.s      ; TESTE
; -----
; RS_ALFA(d0.s) * IQS(d6.s) = 1. termo VQS (d7.s)
move x:WS1_1,d2.s
fmpy.s d1,d2,d3      ; MOD_FS(d1.s) * WS1_1(d2.s) = (d3.s)
fadd.s d7,d3      ; d3 + d7 => d3 (VQS)
move d3.s,x:VQS

; ****>>Estimação do Torque Eletromagnético <<****
; Tele = 3p/2[(vetor is) .j(vetor lambda s)]=3p/2[(i_alfa+ji_beta).(-F_B + jF_A)] . => P.I.
; Tele = 3p/2[i_alfa*-F_B+i_beta*F_A]=((3.P)/4)*(I_B * F_A - I_A * F_B)

move x:I_ALFA_FTRDO,d1.s
move x:I_BETA_FTRDO,d2.s
move x:FLUXO_ALFA_1,d3.s
move x:FLUXO_BETA_1,d4.s
fmpy.s d2,d3,d3      ; I_B(d2.s) * F_A(d3.s) = (d3.s)
fmpy.s d1,d4,d4      ; I_A(d1.s) * F_B(d4.s) = (d4.s)
fsub.s d4,d3      ; d3 - d4 => d3
move #3.0,d4.s      ; Como p=2, CTE_TE é igual a 3.
fmpy.s d4,d3,d3
move d3.s,x:TORQUE_ELE

```

```

;      ***>> OBTENÇÃO DE ETE <<***
;      move x:FPOT_6,d0.s      ; x:FPOT_6 => Torque de Referência
;      move x:te_teste,d0.s    ; te_teste e TORQUE_teste=> Torque de Referência pos/neg
;      move x:TORQUE_teste,d0.s ;                               (nao precisa escalonar)

;      move x:TORQUEN,d0.s      ; Informação vinda do PI velocidade(nao precisa escalonar)

;      _____ CORREÇÃO ESCALA TORQUE DE REFERÊNCIA: 2048 ==> 2Nm // -2048 ==> -2Nm
;      2Nm --> 2048 ; 1Nm --> 1024 Kte = 1.0/1024.0
;      move #(1.0/1000.0),d4.s
;      fmpy.s d4,d0,d0 ;
;      move #5.0,d0.s      ; TORQUE DE REFERÊNCIA CONSTANTE

;      fsub.s d3,d0          ; d0(T_Ref)-d3(T_ele) => d0(ETE)

;      _____ GANHO ETE _____
;      move #1.0,d3.s
;      fmpy.s d3,d0,d0
;      move d0.s,x:ETE

;      OBTENÇÃO DA INTEGRAL DE ETE(ivQS)
;      yk=yk-1 + h * xk ==> ivQSk = ivQSk-1 + h * ETE

;      move x:ivQS,d3.s
;      move #h,d2.s
;      fmpy.s d2,d0,d2
;      fadd.s d3,d2

;      move #0.0,d4.s
;      fmpy.s d2,d4,d2

;      move d2.s,x:ivQS

;      ***>> OBTENÇÃO DE EFS <<***
;      move x:FPOT_5,d1.s      ; x:FPOT_5 => Fluxo de Referência
;      ==> 2a. CORREÇÃO DE ESCALA DO FLUXO DE REFERÊNCIA:
;      2048 ==> 1 Wb          ==> KWb = 1/2048
;      2048 ==> 0.5 Wb        ==> KWb = 0.5/2048
;      move #1.0/2048.0,d4.s
;      fmpy.s d4,d1,d1
;      move #FLUXO_REF,d1.s    ; TESTE

;      move x:MOD_FS,d3.s
;      fsub.s d3,d1          ; d1(F_Ref)-d3(MOD_FS) => d1(EFS)
;      -----
;      move x:FLUXO_D,d3.s
;      move #FLUXO_REF,d1.s    ;
;      fsub.s d3,d1
;      -----

;      _____ GANHO EFS _____
;      move #1.0,d3.s
;      fmpy.s d3,d1,d1
;      move d1.s,x:EFS

;      OBTENÇÃO DA INTEGRAL DE EFS(ivDS)
;      yk=yk-1 + h * xk ==> ivDSk = ivDSk-1 + h * EFS

;      move x:ivDS,d3.s

;      move #h,d2.s
;      fmpy.s d2,d1,d2
;      fadd.s d3,d2

;      move #0.0,d4.s
;      fmpy.s d2,d4,d2

;      move d2.s,x:ivDS

;      ***>> Delta IDS(dIDS) e delta IQS(dIQS) <<***

```

```

move #(signals_1),d4.s ; signals_1=1/signals
fmpy.s d1,d4,d4 ; EFS(d1.s) * 1.0/signals(d4.s)=(d4.s)

move d4.s,x:dIDS ; Delta IDS
; -----
move #0.333333,d2.s ; 2.0/(3.0*p)=1.0/3.0=0.333333
fmpy.s d0,d2,d0 ; ETE(d0.s) * 2.0/(3.0*p)=(d2.s)==>(d0.s)

move x:IQS,d3.s
fmpy.s d1,d3,d3 ; d1(EFS) * d3 (IQS) = (d3.s)
fsub.s d3,d0 ; d0(ETE/(1.5*p))-d3(EFS*IQS)=>d0(Numerador)

move #signals,d7.s
move x:IDS,d3.s
fmpy.s d7,d3,d3 ; d7(signals) * d6 (IDS) = (d3.s)

move #FLUXO_REF,d5.s
; -----
fsub.s d3,d5 ; d5(F_Ref)-d3(signals*IDS)=>d5(Denominador)
ftst d5
fjeq repetivalor_dIQs

jsr divisao
; d0.s=>Dividendo/d5.s=>Divisor/d0.s=>Quociente
; (Não utiliza os registros d1.s, d6.s e d7.s)
move d0.s,x:dIQS ; Delta IQS

repetivalor_dIQs

; ***>> Delta VDS(dVDS) e delta VQS(dVQS) <<***
move x:RS_ALFA,d5.s
move x:dIDS,d4.s
fmpy.s d5,d4,d1
move x:WS1_1,d6.s ; RS_ALFA(d5.s) * dIDS(d4.s)=d1.s

fmpy.s d5,d0,d3
move #signals,d7.s ; RS_ALFA(d5.s) * dIQS(d0.s)=d3.s
; -----
fmpy.s d6,d7,d5 ; d6(WS1) * d7 (signals) = d5.s
fmpy.s d5,d4,d7 ; ((WS1)*(signals)) * dIDS (d4.s)= d7.s
fmpy.s d5,d0,d6 ; ((WS1)*(signals)) * dIQS (d0.s)= d6.s
; -----
fsub.s d6,d1 ; Sub. do 1. e 3. termo dVDS (d1-d6=>d1)
fadd.s d7,d3
move #s_t,d6.s ; Soma do 1. e 3. termo dVQS (#s_t=42.6172)

fmpy.s d6,d4,d7 ; s_t=(#signals/TSVM)(d6.s) * dIDS (d4.s)
fmpy.s d6,d0,d2 ; s_t=(#signals/TSVM)(d6.s) * dIQS (d0.s)
fadd.s d1,d7
fadd.s d3,d2
; =====> GANHO PARA dVDS e dVQS (teste) <=====
move #1.0,d5.s
fmpy.s d5,d7,d7 ;d7=dvd
fmpy.s d5,d2,d2 ;d2=dvq

move d7.s,x:dVDS
move d2.s,x:dVQS

; ***>> Determinação de VdREF e VqREF <<***
; VDSr(d5.s) = VDS(d5.s) + dVDS(d7.s)
; VQSr(d0.s) = VQS(d0.s) + dVQS(d2.s)

move x:VDS,d5.s
move x:VQS,d0.s

fadd.s d7,d5
fadd.s d2,d0

; ==> iVDS (Integral EFS) <==
move x:iVDS,d1.s
fadd.s d1,d5

```

```

    move d5.s,x:VDSr
;    ==> iVQS(Integral ETE) <==
    move x:iVQS,d2.s
    fadd.s d2,d0
    move d0.s,x:VQSr

;    ***>> Determinação de VASr e VBSr <<***
;    Transformação d-q para alfa-beta :
;    f_alfa = fd * cos(teta) - fq * sen(teta)
;    f_beta = fd * sen(teta) + fq * cos(teta)

    move x:COS_FS,d1.s ; x:VQSr=d0.s
    move x:SEN_FS,d2.s ; x:VDSr=d5.s

    fmpy.s d5,d1,d3 ; VDSr * COS_FS = d3
    fmpy.s d0,d1,d4 ; VQSr * COS_FS = d4
    fmpy.s d5,d2,d5 ; VDSr * SEN_FS = d5
    fmpy.s d0,d2,d1 ; VQSr * SEN_FS = d1

;    ==> GANHO PARA VASr e VBSr (teste) <==
    move #1.0,d7.s
    fsub.s d1,d3 ; d3 - d1 => d3
    fmpy.s d7,d3,d6 ; d6.s => VASr com ganho
;    -----
    fadd.s d4,d5 ; d4 + d5 => d5
    fmpy.s d7,d5,d1 ; d1.s => VBSr com ganho

;    _____ Armazenamento em paralelo VAVBRF_MF _____
    move d6.s,x:VASr
    move d1.s,x:VBSr
    int d6 ; d6=V_ALFA_REF
    int d1 ; d1=V_BETA_REF
    move d6.l,d1.m ;
    move d1.ml,1:VAVBRF_MF ; _____

    jmp testemalhaaberta

;#####
;    TESTE DE MALHA ABERTA
    move X:CONTA_TABELA,d7.l
    move d7.l,r2
    move #4100.0,d7.s ; 5000 T0=4(minimo)
    move X:(r2),d3.s
    move Y:(r2),d5.s
    fmpy.s d7,d3,d3
    fmpy.s d7,d5,d5
    int d3
    int d5
    move d5.l,d3.m
    move d3.ml,1:VAVBREF ;m=x l=y
    move r2,d3.l
    inc d3 #(IDATA+180),d5.l
    cmp d3,d5 ;d5-d3
    jgt continuar_tabela
    bchg #5,Y:PORTA2
    move #IDATA,d3.l
    move d3.l,x:CONTA_TABELA
    jmp saievaiembora
continuar_tabela
    move d3.l,x:CONTA_TABELA
saievaiembora
;#####

testemalhaaberta

escrever_da

retorno_irqa
    bclr #$2,Y:PORTA2

    rti

```

```

; *****>>>> ROTINA DO SPACE VECTOR MODULATION <<<<***** *
; UTILIZAR SOMENTE OS REGISTROS d0,d1 e d6 *
; d1,d6, r0 e r1 usados exclusivamente nesta interrupção *

timer0

;-----
; Salvamento de todos os
move d0.ml,l:(r6)+
move d0.h,y:(r6)+
move d1.ml,l:(r6)+
move d1.h,y:(r6)+
move d6.ml,l:(r6)+
move d6.h,y:(r6)+
move d7.ml,l:(r6)+
move d7.h,y:(r6)+
;-----
; %%%%%%%%%%% ROTINA DO SVM PARA O DTC BUJA %%%%%%%%%%%

move X:CONTA_BJ,r0
nop
jmp (r0)

; INTERRUPTAO 1
ZERO movep y:(r1)+,y:PORTA1 ; VETOR_0
movep X:TA,X:TCR0
bset #$0,Y:PORTA2
jmp fin_t1

; INTERRUPTAO 2
UM movep y:(r1)+,y:PORTA1 ; VETOR_4
movep X:TB,X:TCR0
jmp fin_t1

; INTERRUPTAO 3
DOIS movep y:(r1)+,y:PORTA1 ; VETOR_6
movep X:TEMPO0_BJ,X:TCR0
jmp fin_t1

; INTERRUPTAO 4
ZERO1 movep y:(r1)+,y:PORTA1 ; VETOR_7
movep X:TEMPO0_BJ,X:TCR0
jmp fin_t1

; INTERRUPTAO 5
ZERO1_1 movep y:(r1)+,y:PORTA1 ; VETOR_7
movep X:TB,x:TCR0
bclr #$0,Y:PORTA2
jmp fin_t1

; INTERRUPTAO 6
DOIS_1 movep y:(r1)+,y:PORTA1 ; VETOR_6
movep X:TA,X:TCR0
jmp fin_t1

; INTERRUPTAO 7
UM_1 movep y:(r1)+,y:PORTA1 ; VETOR_4
movep X:TEMPO0_BJ,X:TCR0
jmp fin_t1

; INTERRUPTAO 8
ZERO_1 movep y:(r1)+,y:PORTA1 ; VETOR_0

; %%%%%%%%% CÁLCULO DOS TEMPOS DO BUJA %%%%%%%%%

; |<-----2000 Hz----->|
; |<-->|<-->|<-->|<-->|<-->|<-->|<-->|<-->|
; T0 T1 T2 T0 T0 T2 T1 T0
; 2000Hz ==> 0.0005s/50e-9(tempo timer)=10000
; T0+T1+T2+T0=5000 // T0=(5000-(T1+T2))/2
; Limitações: 100 <= T1,T2,T0 <= 4000

```

```

; *****
; AQUISIÇÃO NA MEMÓRIA (BUSCA EM PARALELO MEMÓRIA X e Y) DA TENSÃO DE REFERÊNCIA
move l:VAVBRF MF,d6.ml ; comentar esta instrução em malha aberta
; move l:VAVBREF,d6.ml ; comentar esta instrução em malha fechada
move d6.m,d1.l
; *****
float.s d1
float.s d6

; ***>> CALCULAR OS TEMPOS TA E TB E O SETOR <<***
jsr tatbs
;-----
move d1.l,x:TA
move d6.l,x:TB
;-----
add d6,d1 #5000,d6.l
sub d1,d6
asr d6
move d6.l,X:TEMPO0_BJ

;*****
movep X:TEMPO0_BJ,X:TCR0

fin_t1 move X:CONTA_BJ,d0.l
inc d0 #$108,d1.l
cmp d0,d1 ;d1-d0
jgt pulo
move #$100,d0.l
move x:SETOR_BJ,r1
pulo move d0.l,X:CONTA_BJ

;-----
; Recuperação de todos os registros
move y:-(r6),d7.h
move l:-(r6),d7.ml
move y:-(r6),d6.h
move l:-(r6),d6.ml
move y:-(r6),d1.h
move l:-(r6),d1.ml
move y:-(r6),d0.h
move l:-(r6),d0.ml
;-----

rti

; ***** I R Q C *****
; INTERRUPÇÃO PARA A AQUISIÇÃO DAS TENSÕES E DAS CORRENTES, CÁLCULO
; DAS CORRENTES E TENSÕES ALFA E BETA E ESTIMAÇÃO DOS FLUXOS ALFA BETA

irqc

bchg #4,Y:PORTA2
bset #3,Y:PORTA2
;-----
; Salvamento de todos os registros
move d0.ml,l:(r6)+
move d0.h,x:(r6)+
move d1.ml,l:(r6)+
move d1.h,x:(r6)+
move d2.ml,l:(r6)+
move d2.h,x:(r6)+
move d3.ml,l:(r6)+
move d3.h,x:(r6)+
move d4.ml,l:(r6)+
move d4.h,x:(r6)+
;-----
; CANAL1
movep #I_A,x:DDR0
movep #1,x:DCO0
movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
move y:INI_CANAL1,y:ADSEL

```

```

;      ***>> Extensão do sinal dos dados e conversão a ponto flutuante <<***
      move #I_A,r4
      move #OFFSET_IA,r3
      move #FI_A,r5

      do #4,fim_do
      move x:(r4)+,d1.l
      asl #4,d1
      ext d1
      asr #4,d1
      float.s d1 x:(r3)+,d2.s
      fsub.s d2,d1
      move d1.s,x:(r5)+
fim_do
      do #2,fim_dol
      move x:(r4)+,d1.l
      asl #4,d1
      ext d1
      asr #4,d1
      float.s d1
      move d1.s,x:(r5)+
fim_dol

;Testar fim de armazenamento de I_A
TRF1   jclr #28,x:DCS0,TRF1

;_____CANAL2
      movep #I_B,x:DDR0
      movep #1,x:DCO0
      movep #DMA_CONTROLO,x:DCS0
      movep y:INI_CANAL2,y:ADSEL

;      ***>> Cálculo de V_ALFA e V_BETA <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;V_ALFA_FILTRADO:
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;V_BETA_FILTRADO:
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;      ***>> Cálculo de I_ALFA e I_BETA <<***
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;I_ALFA_FILTRADO:
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;I_BETA_FILTRADO
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;      ***>> Estimação de Fluxo Alfa <<***
;
      yk=(1/(delta*ht0+1))*[yk-1 + ht0 * xk]

      move x:RS_ALFA,d1.s
      move x:I_ALFA_FTRDO,d2.s
      fmpy.s d1,d2,d2      x:V_ALFA_FTRDO,d3.s
      fsub.s d2,d3      ; d3-d2 => d3 (FEM_ALFA)
      move d3.s,x:FEM_ALFA

      move #ht0,d2.s
      fmpy.s d2,d3,d3
      move x:FLUXO_ALFA_1,d1.s
      fadd.s d3,d1
      move #(1.0/(1.0+delta*ht0)),d4.s
      fmpy.s d4,d1,d1
      move d1.s,x:FLUXO_ALFA_1

```

```

;      ***>> Estimação de Fluxo Alfa Simples <<***

move x:FEM_ALFA,d2.s
move #hT0,d1.s
fmpy.s d1,d2,d2
move x:FLUXO_ALFA_1_S,d1.s
fadd.s d2,d1
move d1.s,x:FLUXO_ALFA_1_S
move d1.s,x:FLUXO_ALFA_S

;      ***>> Estimação de Fluxo Beta <<***
;      yk=(1/(delta*hT0+1))*[yk-1 + hT0 * xk]

move x:RS_ALFA,d1.s
move x:I_BETA_FTRDO,d2.s
fmpy.s d1,d2,d2      x:V_BETA_FTRDO,d3.s
fsub.s d2,d3      ; d3-d2 => d3 (FEM_BETA)
move d3.s,x:FEM_BETA

move #hT0,d2.s
fmpy.s d2,d3,d3
move x:FLUXO_BETA_1,d1.s
fadd.s d3,d1
move #(1.0/(1.0+delta*hT0)),d4.s
fmpy.s d4,d1,d1
move d1.s,x:FLUXO_BETA_1

;      ***>> Estimação de Fluxo Beta Simples <<***

move x:FEM_BETA,d2.s
move #hT0,d1.s
fmpy.s d1,d2,d2
move x:FLUXO_BETA_1_S,d1.s
fadd.s d2,d1
move d1.s,x:FLUXO_BETA_1_S
move d1.s,x:FLUXO_BETA_S

;      )))))))FIM DO ESTIMADOR DO FLUXO((((((((

;
;Testar fim de armazenamento de V_BC
TRF4      jclr #28,x:DCS0,TRF4

;      CANAL5 (POT_5: AJUSTE DA REFERÊNCIA FS)
;      movep #POT_5,x:DDR0      ;      PT1      e      Vin5
;      movep #1,x:DCO0
;      movep #DMA_CONTROL0,x:DCS0
;      movep y:INI_CANAL5,y:ADSEL

;      ***>> TESTE DE SOBRECORRENTE <<***

move x:I_ALFA,d1.s
move #26.0,d2.s
fcmp d1,d2
fjgt testar_beta
jmp sobrecorrente
testar_beta
move x:I_BETA,d1.s
fcmp d1,d2
fjgt normal
jmp sobrecorrente
normal

;
;Testar fim de armazenamento de POT_5
; TRF5      jclr #28,x:DCS0,TRF5

```

```

;_____CANAL6 (POT_6: AJUSTE DA REFERÊNCIA DO TE)
;      movep #POT_6,x:DDR0          ; PT2 e Vin6
;      movep #1,x:DCO0
;      movep #DMA_CONTROLO,x:DCS0
;      movep y:INI_CANAL6,y:ADSEL

;      ***>> Escrita no D/A <<***

      move #2000.0,d0.s
      move x:FLUXO_ALFA_1,d1.s
      fmpy.s d0,d1,d1

      int d1 #$800,d0.l
      add d0,d1
      int d2 d1.l,y:DASELA
      add d0,d2
      int d3 d2.l,y:DASELB
      add d0,d3
      int d4 d3.l,y:DASELC
      add d0,d4
      move d4.l,y:DASELD
      bclr #2,Y:PORTA2

;_____
;Testar fim de armazenamento de POT_6
; TRF6 jclr #28,x:DCS0,TRF6

;-----
; Recuperação de todos os registros
      move x:-(r6),d4.h
      move l:-(r6),d4.ml
      move x:-(r6),d3.h
      move l:-(r6),d3.ml
      move x:-(r6),d2.h
      move l:-(r6),d2.ml
      move x:-(r6),d1.h
      move l:-(r6),d1.ml
      move x:-(r6),d0.h
      move l:-(r6),d0.ml
      bclr #$3,Y:PORTA2
;-----
      rti

;      ***>> Rotina de leitura de velocidade <<***
timer1
; Instruções idênticas ao Programa DTC Takahashi

;      ***>> ENDEREÇOS DAS INTERRUPÇÕES <<***

      org p:$8
      jsr irqa

      org p:$14
      jsr timer0

      org p:$c
      jsr irqc

      org p:$16
      jsr timer1

      org p:$100

INTE1      jmp ZERO
INTE2      jmp UM
INTE3      jmp DOIS
INTE4      jmp ZERO1
INTE5      jmp ZERO1_1
INTE6      jmp DOIS_1
INTE7      jmp UM_1
INTE8      jmp ZERO_1

```

; ****>> Variáveis <<****

```

                                ORG X:$100
I_A DS 1 \ I_B DS 1 \ V_AB DS 1 \ V_BC DS 1 \ POT_5 DS 1 \ POT_6 DS 1 \ FI_A DS 1 \
FI_B DS 1 \ FV_AB DS 1 \ FV_BC DS 1 \ FPOT_5 DS 1 \ FPOT_6 DS 1 \ I_ALFA DS 1 \ I_BETA DS 1 \
V_ALFA DS 1 \ V_BETA DS 1 \ I_ALFA_1 DS 1 \ I_BETA_1 DS 1 \ V_ALFA_1 DS 1 \ V_BETA_1 DS 1 \
I_ALFA_2 DS 1 \ I_BETA_2 DS 1 \ V_ALFA_2 DS 1 \ V_BETA_2 DS 1 \ I_ALFA_3 DS 1 \ I_BETA_3 DS 1 \
V_ALFA_3 DS 1 \ V_BETA_3 DS 1 \ I_ALFA_FTRDO DS 1 \ I_BETA_FTRDO DS 1 \ V_ALFA_FTRDO DS 1 \
V_BETA_FTRDO DS 1 \ FEM_ALFA_FTRDO DS 1 \ FEM_BETA_FTRDO DS 1 \ FLUXO_ALFA DS 1 \
FLUXO_ALFA_1 DS 1 \ FLUXO_BETA DS 1 \ FLUXO_BETA_1 DS 1 \ FEM_ALFA DS 1 \ FEM_BETA DS 1 \
OFFSET_IA DS 1 \ OFFSET_IB DS 1 \ OFFSET_VAB DS 1 \ OFFSET_VBC DS 1 \ OFFSET_IA_1 DS 1 \
OFFSET_IB_1 DS 1 \ OFFSET_VAB_1 DS 1 \ OFFSET_VBC_1 DS 1 \ I_ALFA_RS DS 1 \ I_BETA_RS DS 1 \
V_ALFA_RS DS 1 \ V_BETA_RS DS 1 \ I_ALFA_RS_1 DS 1 \ I_BETA_RS_1 DS 1 \ V_ALFA_RS_1 DS 1 \
V_BETA_RS_1 DS 1 \ VDS DS 1 \ VQS DS 1 \ dVDS DS 1 \ dVQS DS 1 \ iVDS DS 1 \ iVQS DS 1 \
VDSr DS 1 \ VQsr DS 1 \ VASr DS 1 \ VBSr DS 1 \ MOD_VABsr DS 1 \ IDS DS 1 \ IQS DS 1 \
dIDS DS 1 \ dIQS DS 1 \ RS_ALFA DS 1 \ RS_BETA DS 1 \ BANDEIRA DS 1 \ CONTA_1024 DS 1 \
TRANSI_RS DS 1 \ CONTA_ROTINA_RS DS 1 \ VELOCIDADE DS 1 \ FVELOCIDADE DS 1 \ Wr_real DS 1 \
Wr_real_rad DS 1 \ Wr_teste DS 1 \ Wr_testel DS 1 \ Wr_teste2 DS 1 \ TORQUE_ELE DS 1 \ ETE DS 1 \
DENO DS 1 \ NUME DS 1 \ WS1 DS 1 \ WS1a DS 1 \ WS1_1 DS 1 \ MOD_FS DS 1 \ EFS DS 1 \
COS_FS DS 1 \ SEN_FS DS 1 \ CONTA_TABELA DS 1 \ VAREF DS 1 \ VBREF DS 1 \ TESTE0 DS 1 \
TEMPO0_BJ DS 1 \ TEMPO1_BJ DS 1 \ TEMPO2_BJ DS 1 \ TA DS 1 \ TB DS 1 \ SETOR_BJ DS 1 \
SETOR06 DS 1 \ CONTA_BJ DS 1 \ somador DS 1 \ IDSx DS 1 \ IQSx DS 1 \ TORQUEn DS 1 \
TORQUEn_1 DS 1 \ En DS 1 \ En_1 DS 1 \ deno_digs DS 1 \ FLUXO_D DS 1 \ FLUXO_Q DS 1 \
te_teste DS 1 \ tempo_teste DS 1 \ tempo_testel DS 1 \ tempo_teste2 DS 1 \ contador1 DS 1 \
FLUXO_ALFA_1_S DS 1 \ FLUXO_BETA_1_S DS 1 \ FLUXO_ALFA_S DS 1 \ FLUXO_BETA_S DS 1 \
TORQUE_teste DS 1 \ CONTAVELOCIDADECTE DS 1 \

```

ORG L:\$1FE

VAVBRF_MF DS 1 \ VAVBREF DS 1

; ****>> Constantes <<****

```

                                ORG Y:$100
;*****Sa,-Sa,Sb,-Sb,Sc,-Sc*****
SETOR_I
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$100
DC $25 ;%100101 ;100 25 VETOR_4 Y:$101
DC $29 ;%101001 ;110 29 VETOR_6 Y:$102
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$103
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$104
DC $29 ;%101001 ;110 29 VETOR_6 Y:$105
DC $25 ;%100101 ;100 25 VETOR_4 Y:$106
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$107

SETOR_II
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$108
DC $29 ;%101001 ;110 29 VETOR_6 Y:$109
DC $19 ;%011001 ;010 19 VETOR_2 Y:$10A
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$10B
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$10C
DC $19 ;%011001 ;010 19 VETOR_2 Y:$10D
DC $29 ;%101001 ;110 29 VETOR_6 Y:$10E
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$10F

SETOR_III
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$110
DC $19 ;%011001 ;010 19 VETOR_2 Y:$111
DC $1A ;%011010 ;011 1A VETOR_3 Y:$112
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$113
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$114
DC $1A ;%011010 ;011 1A VETOR_3 Y:$115
DC $19 ;%011001 ;010 19 VETOR_2 Y:$116
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$117

SETOR_IV
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$118
DC $1A ;%011010 ;011 1A VETOR_3 Y:$119
DC $16 ;%010110 ;001 16 VETOR_1 Y:$11A
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$11B
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$11C
DC $16 ;%010110 ;001 16 VETOR_1 Y:$11D
DC $1A ;%011010 ;011 1A VETOR_3 Y:$11E
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$11F

```

```
SETOR_V
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$120
DC $16 ;%010110 ;001 16 VETOR_1 Y:$121
DC $26 ;%100110 ;101 26 VETOR_5 Y:$122
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$123
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$124
DC $26 ;%100110 ;101 26 VETOR_5 Y:$125
DC $16 ;%010110 ;001 16 VETOR_1 Y:$126
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$127
```

```
SETOR_VI
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$128
DC $26 ;%100110 ;101 26 VETOR_5 Y:$129
DC $25 ;%100101 ;100 25 VETOR_4 Y:$12A
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$12B
DC $15 ;%010101 ;000 15 VETOR_0 Y:$12C
DC $25 ;%100101 ;100 25 VETOR_4 Y:$12D
DC $26 ;%100110 ;101 26 VETOR_5 Y:$12E
DC $2A ;%101010 ;111 2A VETOR_7 Y:$12F
```

ORG Y:\$0

```
;=====
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
;=====
```

```
; ****>> Stack <<****
ORG L:$10
PILHA DS $70
```

ORG X:\$300

```
; NOLIST
; ROTINA PARA COLOCAR NA MEMÓRIA TABELA SENO COSENO (TESTE EM MALHA ABERTA)
;*****
```

```
POINTS equ 180
IDATA equ $300
ppi equ 3.141592654
freq2 equ (0.999999*ppi/180.0)*2
org x:IDATA
count set 0
dup POINTS
intel set @cos(@cvf(count)*freq2)
dc intel
count set count+1
endm
org y:IDATA
count set 0
dup POINTS
intel set @sin(@cvf(count)*freq2)
dc intel
count set count+1
endm
```

;*****

LIST

```
ORG L:$2000
X1 DS $2000
ORG L:$5000
X2 DS $2000
ORG X:$8000
X3 DS $2000
```

end

Referências Bibliográficas

- [1] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines," *Siemens Rev.*, nº 39, pp. 217-220, 1972.
- [2] Hasse, K., "Control of cycloconverters for feeding of asynchronous machines", *Symposium, Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Düsseldorf 1977, pg. 537.
- [3] Leonhard W., "Field orientated control of a variable speed alternator connected to the constant frequency line", *IEEE Conference Control in Power Systems*, 1979.
- [4] I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, nº 5, september/october 1986, pp. 820-827.
- [5] J. A. Torrico A., "Implementação do Método Direto do Cont. Vetorial por Orientação do Fluxo de Estator de um M.I., Utilizando DSP", *Dissertação de Mestrado–Unicamp–fev.97*.
- [6] L. Rosell, "Implementação Digital do Controle Indireto por Orientação do Fluxo de Rotor para o Motor de Indução usando abordagens Neuro-Fuzzy", *Dissertação de Mestrado – Unicamp – fevereiro 1997*.
- [7] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford University Press, 1998.
- [8] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion", *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, nº 8, august 1994.
- [9] J. A. Torrico, Z. Lins, E. Bim, "Criteria for Implementing Space Vectors PWM Modulators Using DSP", *COBEP'99: 5º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, Foz de Iguaçu, setembro 1999, pp. 192-196.
- [10] G. Buja, M. Candela, R. Menis, "A Novel Direct Control Scheme for SVM Inverter-Fed Induction Motor Drives", *ISIE'99: International Symposium on Industrial Electronics*, Bled-Slovenia, july 1999, pp. 1267-1272.

- [11] M. Depenbrock, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, nº 4, october 1988, pp. 420-429.
- [12] J. K. Kang, D. W. Chung, S. K. Sul, "Direct Torque Control of Induction Machine with Variable Amplitude Control of Flux and Torque Hysteresis Bands", School of Electrical Engineering, Seoul National University, 0-7803-5293-9/99, 1999 IEEE.
- [13] S. A. Mir, D. S. Zinger, M. E. Elbuluk, "Fuzzy Controller for Inverter Fed Induction Machines", *IEEE Trans. on Ind. Applications*, vol. 30, nº 1, jan/feb 1994, pp. 78-84.
- [14] G. Buja, G. Serra "Direct Torque and Stator Flux Control of an Induction Motor: Theoretical Analysis and Experimental Results-Tutorial", *ISIE*, july 1998.
- [15] S. R. Silva, "Sistemas Elétricos de Alto Desempenho a Velocidade Variável: Estratégias de Controle e Aplicações", *Tese para Concurso de Professor Titular UFMG*, março/1995.
- [16] Y. Xue, X. Xu, T. G. Habetler, D. M. Divan, "A Stator Flux-Oriented Voltage Source Variable-Speed Drive Based on dc Link Measurement", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, nº 5, september/october 1991, pp. 962-968.
- [17] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion", *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, nº 8, august 1994.
- [18] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L. M. Tolbert, "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, nº 5, september/october 1992, pp. 1045-1053.
- [19] F. A. Neves, B. R. Menezes, S. R. Silva, "A Deadbeat Torque and Flux Field Oriented Controller for Induction Motor Drives", XII Brazilian Automatic Control Conference, Uberlândia-MG, september 1998, vol VI, pp. 2243-2247.
- [20] P. Z. Grabowski, M. P. Kazmierkowski, "Design and Investigation of the Direct Torque Neuro-Fuzzy Controller for PWM Inverter-Fed IM Drives", *ISIE'99: International Symposium on Industrial Electronics*, Bled-Slovenia, july 1999, pp. 568-573.
- [21] J. C. F. Teixeira, E. B. Vuono, E. Bim, "Desempenho do Controlador IFAM sob Transitório de Torque", *XI Congresso Bras. de Automática*, São Paulo, set.96, pp. 785-790.

- [22] Deckmann, S., "Notas de Aula da Disciplina: Análise de Sinais em Sistemas de Energia Elétrica - IT725", Unicamp, Agosto 1999.
- [23] Z. Lins, J. Torrico, E. Bim, "A New Approach of Fuzzy Direct Torque Controller for IM Drives", ICEM 2000 - International Conference in Electrical Machines, Finland, august 2000, pp. 1173-1177.
- [24] K. Ogata, *Projeto de Sist. Lineares de Controle com Matlab*, Prentice-Hall do Brasil, 1996.
- [25] Kuo C. Benjamin, *Digital Control Sistem*, 2nd. and International Edition, Saunders HBJ.
- [26] I. Kioskeridis, N. Margaris, "Loss Minimization in Induction Motor Adjustable-Speed Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, nº 1, feb/1996, pp. 226-231.
- [27] J. C. Moreira, T. A. Lipo, V. Blasko, "Simple Efficiency Maximizer for an Adjustable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, nº 5, september/october 1991, pp. 940-946.
- [28] I. Kioskeridis, N. Margaris, "Loss Minimization in Scalar-Controlled I.M. Drives with Search Controllers", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol.11, nº 2, mar 96, pp. 213-220.
- [29] S. Mukherjee, R. G. Hoft, J. A Mc. Cormick, "Digital measurement of the efficiency of inverter-induction machines", *IEEE Trans. Ind. Ap.*, vol. 26, nº 5, sept/oct 90, pp. 872-879.
- [30] A. Kusko and D. Galler , "Control Means for Minimizaton of Losses in AC and DC Motor Drives", *IEEE -Trans. on Ind. Applications*, Vol. IA-19, nº 4, jul/aug 83, pp. 561-567.
- [31] K. M. Hasan, Li Zhang, B. Singh, "Neural Network Control of Induction Motor Drives for Energy Efficiency and High Dynamic Performance", Dept. of Electronic and Electrical Engineering, University of Bradford, United Kingdom.
- [32] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., S. D. Umans, *Electric Machinery*, fifth edition, Mc. Graw- Hill Book Company, 1990.
- [33] Paul C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill Book Company, '86.
- [34] A. A. Jimoh, R.D. Findlay, M. Poloujadoff, "Stray Losses in Induction Machines: Part I, Definition, Origin and Measurement", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-104, nº 6, june 1985, pp. 1500-1505.

- [35] P. K. Sen, H. A. Landa, "Derating of Induction Motors Due to Waveform Distortion", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, nº 6, nov/dec 1990, pp. 1102-1107.
- [36] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy Logic Based On-Line Optimization Control of an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, nº 2, april 1995, pp. 192-198.
- [37] P. G. Cummings, W. D. Bowers, W. J. Martiny, "Induction Motor Efficiency Test Methods", *IEEE Transactions on Ind. App.*, vol. IA-17, nº 5, may/june 1981, pp. 253-272.
- [38] P. L. Alger, G. Angst, E. J. Davies, "Stray-load losses in polyphase induction machines", *AIEE Transactions Industry Applications*, vol. 26, nº 6, nov/dec 1983, pp. 1102-1107.
- [39] G. C. D. Sousa, "Application of Fuzzy Logic for Performance Enhancement of Drives", *Dissertation for Doctor of Philosophy – The University of Tennessee – december 1993*.
- [40] L. Rosell, Z. Lins, E. Bim, "A Neuro-Fuzzy Approach for Adaptive Speed Estimation of Induction Motor Drives", *ISAP '99: Intelligent Systems Applications to Power Systems*, Rio de Janeiro, abril 1999, pp. 135-139.
- [41] P. C. Sen, *Principles of Electric Machines and Power Electronics*, second edition, international edition, John Wiley & Sons.
- [42] L. A. Silva, "Avaliação de Uma Nova Proposta de Controle V/F em Malha Aberta", *Dissertação de Mestrado – Unicamp – dezembro 2000*.
- [43] Bim, E., "Controle da Máquina C.C. e de Indução – IT542", Unicamp, Maio 1997.
- [44] H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, nº 2, mar/apr 93, pp. 344-348.
- [45] Heinz W., Van D. B., Hans S. M., "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, january/february 1988, pp. 142-150.
- [46] DSP 96002-Digital Signal Processor User's Manual, Motorola Inc. 1989.
- [47] Addendum to DSP 96002-Digital Signal Processor User Manual, Motorola Inc. 1993.