



# **Controle Direto de Torque do Motor de Indução Trifásico Usando Controlador Fuzzy Tipo PI Autoajustável**

José Luis Azcue Puma

**Dissertação de Mestrado** apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**. Área de concentração: Energia Elétrica.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho

Campinas, SP  
2010

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

Az19c	<p>Azcue Puma, José Luis Controle direto de torque do motor de indução trifásico usando controlador Fuzzy tipo PI autoajustável José Luis Azcue Puma. – Campinas, SP: [s.n.], 2010.</p> <p>Orientador: Ernesto Ruppert Filho. Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Motores elétricos de indução. 2. Controle vetorial. 3. Lógica Fuzzy. 4. Controladores autoajustáveis. 5. Torque. I. Ruppert Filho, Ernesto. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título</p>
-------	---

Título em Inglês:

Three-phase induction motor direct torque control using self-tuning PI type Fuzzy controller

Palavras-chave em Inglês:

Induction motors, Vector control, Fuzzy logic, Self-adjusting controllers.

Área de concentração:

Energia Elétrica

Titulação:

Mestre em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Paulo José Amaral Serni,

Elnatan Chagas Ferreira

Data da defesa:

29/07/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

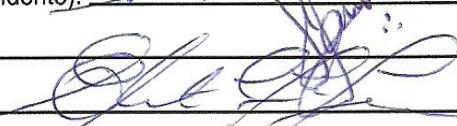
## **COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO**

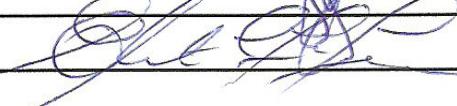
**Candidato:** José Luis Azcue Puma

**Data de Defesa:** 29 de julho de 2010

**Título de Tese:** "Controle Direto de Torque do Motor de Indução Trifásico Usando Controlador Fuzzy Tipo PI Autoajustável"

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente): 

Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni: 

Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira: 

# Resumo

Neste trabalho apresenta-se o desempenho de um controlador fuzzy tipo PI autoajustável (FPIA) para o uso no esquema de controle direto de torque com modulação por vetores espaciais apresentado por J. Rodriguez e outros em 2004. Apresenta-se também um estudo comparativo da resposta dinâmica de vários esquemas de controle direto de torque (DTC) para o motor de indução trifásico. O controlador FPIA determina dinâmicamente o ângulo de carga existente entre os vetores espaciais dos fluxos do estator e do rotor e, em consequência, o torque eletromagnético necessário para suprir a carga do motor. A base de regras para o controlador proposto é definida em função do erro "e" e da variação do erro " $\Delta e$ " do torque eletromagnético usando funções de pertinência triangulares e trapezoidais. O controle é realizado em frequência de chaveamento constante e apresenta baixa ondulação de torque usando modulação em largura de pulsos por vetores espaciais. O desempenho do DTC com o controlador proposto é comparado com o desempenho do mesmo esquema usando o controlador PI através de várias medidas de desempenho tais como tempo de acomodação, tempo de subida e o índice integral do tempo multiplicado pelo valor absoluto do erro (ITAE). Foram realizadas simulações em diferentes condições de operação que mostram que o controlador proposto assegura uma resposta rápida com baixa ondulação do torque em comparação com o controlador PI, ambos aplicados ao mesmo esquema DTC.

**Palavras-chave:** Motor de Indução, Controle Direto de Torque, Controlador Fuzzy tipo PI Autoajustável, Fatores de Escala, Histerese, MLP, Vetores Espaciais.

# Abstract

This dissertation presents the performance of a self-tuning PI type fuzzy controller (STPIF) for the direct torque control (DTC) with space vector modulation (SVM) scheme presented by J. Rodriguez et al. in 2004. It is also presented a comparative study of the dynamic response of various DTC schemes for the three-phase induction motor. The STPIF controller determines dynamically the load angle between the stator and rotor flux space vectors and, consequently, the electromagnetic torque necessary to supply the motor load. The rule base for the proposed controller is defined in terms of error "e" and the change of the error " $\Delta e$ " of electromagnetic torque using triangular and trapezoidal membership functions. Constant switching frequency and low torque ripple are obtained using SVM. The performance of the DTC-SVM with the proposed controller is compared with the performance of the same scheme but using PI controller in terms of several performance indexes such as settling time, rise time and integral-of-time multiplied by the absolute magnitude of the error index (ITAE). The simulation results show that the proposed controller ensures fast torque response and low torque ripple when compared to the PI controller, both implemented in the same DTC-SVM scheme.

**Keywords:** Induction Motor, Direct Torque Control, Self-Tuning PI type Fuzzy Controller, Scaling Factors, Hysteresis, PWM, SVM, Space Vectors.

# Agradecimentos

Ao meu orientador, Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho, sou grato pela oportunidade da realização deste trabalho e por sua excelência acadêmica na orientação desta dissertação.

Aos amigos e colegas de laboratório Marcos V. Lazarini, Marcos Espíndola, Marcelo G. Villalva, Milton E. Oliveira, Jonas R. Gazoli, Alfeu J. Sguarezi, João I. Yutaka, pela amizade e momentos compartilhados.

Aos amigos Baldomero Luque, Ana B. Alvarez, Juan C. Pequeña, Richard Arias, David Arias, José A. Huamán, Geraldine Rodriguez, Omar Chura, Helmo K. Morales, Elvis Zevallos pela amizade.

A minha parceira Ana Gloria pela compreensão e paciência. A minha família pela confiança e apoio durante esta jornada.

À CAPES e à CPFL Energia pelo apoio financeiro e à UNICAMP pela estrutura física.

E a todos os colegas de pós-graduação que eu não citei explicitamente, que contribuíram de forma direta ou indireta no desenvolvimento deste trabalho.

*À memoria de meu pai, para minha mãe, irmãos, e  
Ana Glória minha parceira da vida*

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>xvii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xxiii</b>
<b>Glossário</b>	<b>xxv</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xxvii</b>
<b>Trabalhos Aceitos Para Apresentação em Conferências</b>	<b>xxxi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Organização do Trabalho . . . . .	3
<b>2 Modelo em Vetores Espaciais do Motor de Indução Trifásico</b>	<b>5</b>
2.1 Introdução . . . . .	5
2.2 Representação em Vetores Espaciais das Grandezas do Motor de Indução Trifásico . . . . .	6
2.2.1 Vetor Espacial das Forças Magnetomotriz e das Correntes do Estator . . . . .	6
2.2.2 Vetor Espacial das Forças Magnetomotriz e das Correntes do Rotor . . . . .	12
2.2.3 Vetores Espaciais dos Fluxos Concatenados . . . . .	14
2.2.4 Vetores Espaciais das Tensões do Estator e do Rotor . . . . .	17
2.3 Produção do Torque Eletromagnético . . . . .	19
2.3.1 Produção de Torque em Máquinas de Corrente Contínua . . . . .	19
2.3.2 Produção de Torque em Máquinas de Corrente Alternada . . . . .	20
2.4 Equações Dinâmicas do Motor de Indução Trifásico . . . . .	20
2.4.1 Equações Dinâmicas do Motor de Indução em Vetores Espaciais . . . . .	20
<b>3 Controle Direto de Torque do Motor de Indução Trifásico</b>	<b>23</b>
3.1 Introdução . . . . .	23
3.2 Princípios e generalidades do Controle Direto de Torque . . . . .	24
3.2.1 Inversor de Seis Pulsos . . . . .	29
3.3 Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento . . . . .	36
3.3.1 Descrição de Funcionamento . . . . .	36
3.3.2 Descrição Detalhada do Esquema de Controle . . . . .	36
3.3.3 Vantagens e Desvantagens . . . . .	41
3.4 Inversor de dois Níveis com Modulação por Vetores Espaciais . . . . .	42

3.5	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator . . . . .	50
3.5.1	Descrição de Funcionamento . . . . .	50
3.5.2	Descrição Detalhada do Esquema de Controle . . . . .	50
3.5.3	Vantagens e Desvantagens . . . . .	54
3.6	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Malhas de Controle em Cascata . . . . .	55
3.6.1	Descrição de Funcionamento . . . . .	55
3.6.2	Descrição Detalhada do Esquema de Controle . . . . .	55
3.6.3	Vantagens e Desvantagens . . . . .	58
<b>4</b>	<b>Controle Direto de Torque Fuzzy</b>	<b>61</b>
4.1	Introdução . . . . .	61
4.2	Projeto de Controladores Fuzzy . . . . .	62
4.2.1	Conjuntos Fuzzy . . . . .	62
4.2.2	Variável Linguística . . . . .	64
4.2.3	Base de Regras Fuzzy . . . . .	65
4.2.4	Mecanismos de Inferência . . . . .	65
4.2.5	Defuzzificação . . . . .	67
4.2.6	Estrutura do Controlador Fuzzy . . . . .	68
4.3	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Controlador Fuzzy . . . . .	69
4.3.1	Descrição do Funcionamento . . . . .	69
4.3.2	Descrição Detalhada do Esquema de Controle . . . . .	70
4.3.3	Projeto do Controlador Fuzzy PI . . . . .	71
4.3.4	Projeto do Controlador Fuzzy Tipo PI Autoajustável . . . . .	74
4.3.5	Vantagens e Desvantagens . . . . .	82
<b>5</b>	<b>Procedimentos para a Simulação</b>	<b>83</b>
5.1	Introdução . . . . .	83
5.2	Motor de Indução Trifásico . . . . .	83
5.3	Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento . . . . .	93
5.4	Inversor de Dois Níveis com Modulação por Vetores Espaciais . . . . .	97
5.5	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator . . . . .	104
5.6	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Malhas de Controle em Cascata . . . . .	108
5.7	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Controlador Fuzzy . . . . .	113
5.7.1	Controlador Fuzzy PI . . . . .	113
5.7.2	Controlador Fuzzy tipo PI Autoajustável . . . . .	115
<b>6</b>	<b>Resultados das Simulações</b>	<b>117</b>
6.1	Introdução . . . . .	117
6.2	Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento . . . . .	117
6.2.1	Teste 1 . . . . .	117

---

6.2.2	Teste 2 . . . . .	122
6.2.3	Teste 3 . . . . .	125
6.2.4	Teste 4 . . . . .	126
6.3	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator . . . . .	128
6.3.1	Teste 1 . . . . .	128
6.3.2	Teste 2 . . . . .	130
6.3.3	Teste 3 . . . . .	132
6.3.4	Teste 4 . . . . .	133
6.4	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Malhas de Controle em Cascata . . . . .	135
6.4.1	Teste 1 . . . . .	135
6.4.2	Teste 2 . . . . .	137
6.4.3	Teste 3 . . . . .	139
6.4.4	Teste 4 . . . . .	140
6.5	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Controlador Fuzzy . . . . .	142
6.5.1	DTC-SVM com Controlador Fuzzy PI . . . . .	142
6.5.2	Teste 1 . . . . .	142
6.5.3	Teste 2 . . . . .	144
6.5.4	Teste 3 . . . . .	146
6.5.5	Teste 4 . . . . .	147
6.5.6	DTC-SVM com Controlador Fuzzy Tipo PI Autoajustável . . . . .	149
6.5.7	Teste 1 . . . . .	149
6.5.8	Teste 2 . . . . .	151
6.5.9	Teste 3 . . . . .	152
6.5.10	Teste 4 . . . . .	154
6.6	Medidas de Desempenho . . . . .	155
6.6.1	Ondulação do Torque Eletromagnético . . . . .	156
7	<b>Conclusões, Trabalhos Futuros</b>	<b>161</b>
7.1	Trabalhos Futuros . . . . .	162
<b>Referências bibliográficas</b>		<b>163</b>
A	<b>Parâmetros do Motor de Indução Trifásico</b>	<b>167</b>

# Listas de Figuras

2.1	Forma de Onda Espacial da Força Magnetomotriz Trifásica . . . . .	7
2.2	Equivalência entre o Sistema Trifásico e Bifásico . . . . .	9
2.3	Projeção do Vetor Espacial da Corrente do Estator . . . . .	12
2.4	Relação entre o Sistema de Referência Estacionário e Giratório . . . . .	13
3.1	Vetor Espacial do Fluxo Concatenado e Corrente do Estator . . . . .	25
3.2	Vetor Espacial da Corrente do Estator, do Fluxo Concatenado do Estator e do Rotor . . . . .	28
3.3	Inversor de Tensão de Seis pulsos . . . . .	29
3.4	Vetores Espaciais de Comutação da Tensão . . . . .	30
3.5	Lugar Geométrico do Vetor Espacial do Fluxo Concatenado do Estator . . . . .	31
3.6	Vetores Espaciais do Fluxo do Estator nos Setores Um e Dois . . . . .	32
3.7	Relação entre $\vec{\psi}_s$ e as Componentes $\psi_{ds}$ , $\psi_{qs}$ e $\psi_{bs}$ . . . . .	34
3.8	Algoritmo para Identificação do Setor do Vetor Espacial do Fluxo do Estator . . . . .	35
3.9	Esquema de Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento (ST-DTC). . . . .	36
3.10	Histerese para o Fluxo . . . . .	38
3.11	Histerese para o Torque Eletromagnético . . . . .	38
3.12	Transformação de Coordenadas. . . . .	40
3.13	Diagrama de Blocos da Etapa de Potência. . . . .	41
3.14	Inversor Trifásico com Carga em Configuração Estrela . . . . .	43
3.15	Inversor Trifásico Simplificado com Carga em Configuração Estrela . . . . .	43
3.16	Vetor Espacial $\vec{U}_1$ . . . . .	47
3.17	Vetores de Chaveamento e Vetores de Tensão . . . . .	48
3.18	Limiar Para Uma Onda Senoidal . . . . .	48
3.19	Componentes do Vetor de Tensão $\vec{U}^*$ no Setor I . . . . .	49
3.20	Esquema de Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator. . . . .	51
3.21	Sistema de Referência Alinhado com o Fluxo do Estator. . . . .	51
3.22	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais (DTC-SVM) com Controle de Torque em Malha Fechada. . . . .	56
3.23	Ângulo de Carga $\gamma^*$ Entre os Vetores Espaciais $\vec{\psi}_s^*$ e $\vec{\psi}_r$ no Sistema de Referência Estacionário. . . . .	56
3.24	Estimador de Fluxo do Estator e Torque Eletromagnético. . . . .	58

4.1	Funções de pertinência (1) trapezoidal (2) triangular (3) gaussiano e (4) curva Bell-shaped. . . . .	63
4.2	Função de pertinência, variável linguística e termos linguísticos. . . . .	64
4.3	Implicação Fuzzy Produto ( <b>prod</b> ) Aplicado a uma Regra. . . . .	66
4.4	Implicação Fuzzy Mínimo ( <b>min</b> ) Aplicado a uma Regra. . . . .	67
4.5	Representação Gráfica do Procedimento de Inferência. . . . .	68
4.6	Estrutura do Controlador Fuzzy. . . . .	69
4.7	DTC-SVM com Controlador Fuzzy. . . . .	70
4.8	Controlador Fuzzy PI. . . . .	71
4.9	Funções de Pertinência da Entrada do Controlador Fuzzy PI. . . . .	73
4.10	Funções de Pertinência da Saída do Controlador Fuzzy PI. . . . .	73
4.11	Controlador Fuzzy Tipo PI autoajustável. . . . .	74
4.12	Diagrama do Controlador PI. . . . .	75
4.13	Diagrama do Controlador PI Digital. . . . .	77
4.14	Diagrama de Blocos do Controlador Fuzzy tipo PI. . . . .	77
4.15	Controlador Fuzzy tipo PI autoajustável. . . . .	78
4.16	Funções de Pertinência das Entradas dos Blocos FPI e GAF, e da saída do bloco FPI. . . . .	78
4.17	Funções de Pertinência da Saída do Bloco GAF. . . . .	79
4.18	Superfície do: (a) da saída do controlador FPI e (b) saída do controlador GAF. . . . .	81
5.1	Bloco Principal do Motor de Indução Trifásico. . . . .	84
5.2	Interior do Bloco Principal do Motor de Indução Trifásico. . . . .	86
5.3	Sistema de Referência Arbitrário em Relação à Fase <b>a</b> do MIT. . . . .	87
5.4	Interior do Bloco Sistema de Referência do Estator. . . . .	87
5.5	Interior do Bloco Sistema de Referência do Rotor. . . . .	87
5.6	Interior do Bloco de Transformação de Coordenadas Trifásicas (abc) para Bifásicas (qd0). . . . .	89
5.7	Interior do Bloco Equações Dinâmicas do Motor de Indução. . . . .	91
5.8	Interior do Bloco Transformação de Coordenadas Bifásicas (qd0) para Trifásicas (abc). . . . .	92
5.9	Diagrama do Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento. . . . .	94
5.10	Interior do Bloco Principal do Controle Direto de Torque. . . . .	95
5.11	Interior do Bloco para o Cálculo do Setor do Fluxo Concatenado do Estator. . . . .	96
5.12	Interior do Bloco para a Estimação do Torque Eletromagnético e do Fluxo do Estator. . . . .	97
5.13	Bloco Principal do Inversor de Dois Níveis com Modulação por Vetores Espaciais. . . . .	98
5.14	Interior do Bloco Principal do Inversor de Dois Níveis. . . . .	99
5.15	Interior do Bloco para o Cálculo dos Tempos. . . . .	99
5.16	Sequência de Chaveamento para o Setor Ímpar. . . . .	101
5.17	Sequência de Chaveamento para o Setor Par. . . . .	101
5.18	Comparação dos Tempos para o Bloco Comparador. . . . .	102
5.19	Interior do Bloco Amostragem. . . . .	102
5.20	Interior do Bloco Acerta Sequência. . . . .	103
5.21	Interior do Bloco Comparador. . . . .	103
5.22	Interior do Bloco de Geração de Níveis. . . . .	104
5.23	Interior do Bloco Inversor Ideal. . . . .	104

5.24 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator. . . . .	106
5.25 Sistema de Referência Arbitrário em Relação à fase <b>a</b> do MIT. . . . .	107
5.26 Interior do Bloco para o Controle do Fluxo do Estator. . . . .	107
5.27 Interior do Bloco para o Controle do Torque Eletromagnético. . . . .	108
5.28 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Malhas de Controle em Cascata. . . . .	110
5.29 Interior do Bloco para o Controle do Torque Eletromagnético. . . . .	111
5.30 Interior do Bloco para o Cálculo do Fluxo de Referência do Estator. . . . .	111
5.31 Interior do Bloco para a Geração do Vetor Espacial da Tensão do Estator. . . . .	111
5.32 Interior do Bloco para Estimação do Torque Eletromagnético e o Fluxo do Estator. .	112
5.33 Interior do Bloco para o Controle do Torque Eletromagnético. . . . .	113
5.34 Interior do Controlador Fuzzy PI. . . . .	114
5.35 Interface do Controlador Fuzzy para $K_p$ . . . . .	114
5.36 Interface do Controlador Fuzzy para $T_i$ . . . . .	114
5.37 Interior do Bloco para o Controle do Torque Eletromagnético. . . . .	115
5.38 Interior do Bloco Fuzzy PI. . . . .	115
5.39 Interface do Controlador Fuzzy para $\Delta\gamma_N$ . . . . .	116
5.40 Interface do Controlador Fuzzy para $\alpha$ . . . . .	116
6.1 Torque Eletromagnético de Referência [N.m], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	118
6.2 Torque Eletromagnético [N.m], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	118
6.3 Corrente $I_{as}$ do Estator [A], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	119
6.4 Corrente $I_{ar}$ do Rotor [A], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	119
6.5 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	119
6.6 Módulo do Fluxo do Estator [Wb], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	119
6.7 Lugar Geométrico do Fluxo do Estator, $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	120
6.8 Torque Eletromagnético de Referência [N.m], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	120
6.9 Torque Eletromagnético [N.m], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	120
6.10 Corrente $I_{as}$ do Estator [A], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	121
6.11 Corrente $I_{ar}$ do Rotor [A], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	121
6.12 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	121
6.13 Módulo do Fluxo do Estator [Wb], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	121
6.14 Lugar Geométrico do Fluxo do Estator, $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	122
6.15 Torque Eletromagnético de Referência [N.m], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	123
6.16 Torque Eletromagnético [N.m], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	123
6.17 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	123
6.18 Corrente $I_{as}$ do Estator [A], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	123
6.19 Torque Eletromagnético de Referência [N.m], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	124
6.20 Torque Eletromagnético [N.m], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	124
6.21 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	124
6.22 Corrente $I_{as}$ do Estator [A], $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ . . . . .	124
6.23 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	125
6.24 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ . . . . .	125

6.25 Torque Eletromagnético [N.m], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .	126
6.26 Corrente $I_{as}$ do Estator [A], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .	126
6.27 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .	127
6.28 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .	127
6.29 Torque Eletromagnético [N.m], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .	127
6.30 Corrente $I_{as}$ do Estator [A], $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .	127
6.31 Torque Eletromagnético de Referência [N.m].	128
6.32 Torque Eletromagnético [N.m].	129
6.33 Corrente $I_{as}$ do Estator [A].	129
6.34 Corrente $I_{ar}$ do Rotor [A].	129
6.35 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	129
6.36 Módulo do Fluxo do Estator [Wb].	130
6.37 Lugar Geométrico do Fluxo do Estator.	130
6.38 Torque Eletromagnético de Referência [N.m].	131
6.39 Torque Eletromagnético [N.m].	131
6.40 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	131
6.41 Corrente $I_{as}$ do Estator [A].	131
6.42 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	132
6.43 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	132
6.44 Torque Eletromagnético [N.m].	133
6.45 Corrente $I_{as}$ do Estator [A].	133
6.46 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	134
6.47 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	134
6.48 Torque Eletromagnético [N.m].	134
6.49 Corrente $I_{as}$ do Estator [A].	134
6.50 Torque Eletromagnético de Referência [N.m].	135
6.51 Torque Eletromagnético [N.m].	136
6.52 Corrente $I_{as}$ do Estator [A].	136
6.53 Corrente $I_{ar}$ do Rotor [A].	136
6.54 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	136
6.55 Módulo do Fluxo do Estator [Wb].	137
6.56 Lugar Geométrico do Fluxo do Estator.	137
6.57 Torque Eletromagnético de Referência [N.m].	138
6.58 Torque Eletromagnético [N.m].	138
6.59 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	138
6.60 Corrente $I_{as}$ do Estator [A].	138
6.61 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	139
6.62 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	139
6.63 Torque Eletromagnético [N.m].	140
6.64 Corrente $I_{as}$ do Estator [A].	140
6.65 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	141
6.66 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s].	141
6.67 Torque Eletromagnético [N.m].	141
6.68 Corrente $I_{as}$ do Estator [A].	141

6.69 Torque Eletromagnético de Referência [N.m]. . . . .	142
6.70 Torque Eletromagnético [N.m]. . . . .	143
6.71 Corrente $I_{as}$ do Estator [A]. . . . .	143
6.72 Corrente $I_{ar}$ do Rotor [A]. . . . .	143
6.73 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	143
6.74 Módulo do Fluxo do Estator [Wb]. . . . .	144
6.75 Lugar Geométrico do Fluxo do Estator. . . . .	144
6.76 Torque Eletromagnético de Referência [N.m]. . . . .	145
6.77 Torque Eletromagnético [N.m]. . . . .	145
6.78 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	145
6.79 Corrente $I_{as}$ do Estator [A]. . . . .	145
6.80 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	146
6.81 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	146
6.82 Torque Eletromagnético [N.m]. . . . .	147
6.83 Corrente $I_{as}$ do Estator [A]. . . . .	147
6.84 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	148
6.85 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	148
6.86 Torque Eletromagnético [N.m]. . . . .	148
6.87 Corrente $I_{as}$ do Estator [A]. . . . .	148
6.88 Torque Eletromagnético de Referência [N.m]. . . . .	149
6.89 Torque Eletromagnético [N.m]. . . . .	149
6.90 Corrente $I_{as}$ do Estator [A]. . . . .	150
6.91 Corrente $I_{ar}$ do Rotor [A]. . . . .	150
6.92 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	150
6.93 Módulo do Fluxo do Estator [Wb]. . . . .	150
6.94 Lugar Geométrico do Fluxo do Estator. . . . .	151
6.95 Torque Eletromagnético de Referência [N.m]. . . . .	151
6.96 Torque Eletromagnético [N.m]. . . . .	152
6.97 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	152
6.98 Corrente $I_{as}$ do Estator [A]. . . . .	152
6.99 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	153
6.100 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	153
6.101 Torque Eletromagnético [N.m]. . . . .	153
6.102 Corrente $I_{as}$ do Estator [A]. . . . .	154
6.103 Velocidade Angular de Referência do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	154
6.104 Velocidade Angular do Rotor $\omega_{rm}$ [rad/s]. . . . .	155
6.105 Torque Eletromagnético [N.m]. . . . .	155
6.106 Corrente $I_{as}$ do Estator [A]. . . . .	155
6.107 Resposta ao Degrau do Controlador PI e do Controlador FPIA [N.m]. . . . .	156
6.108 Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.1, 2.0] para o controlador PI. . . . .	157
6.109 Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.5, 1.6] para o controlador PI. . . . .	157

6.110 Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.54, 1.55] para o controlador PI. . . . .	158
6.111 Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.1, 2.0] para o controlador FPIA. . . . .	158
6.112 Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.5, 1.6] para o controlador FPIA. . . . .	159
6.113 Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.54, 1.55] para o controlador FPIA. . . . .	159

# **Lista de Tabelas**

3.1	Tabela de Vetores de Chaveamento Otimizado . . . . .	33
3.2	Tabela de Vetores de Chaveamento Otimizado . . . . .	39
3.3	Vetores de Chaveamento . . . . .	43
3.4	Vetores Espaciais de Tensão . . . . .	48
4.1	Base de regras para o cálculo de $K_p$ . . . . .	74
4.2	Base de regras para o cálculo de $T_i$ . . . . .	75
4.3	Base de regras fuzzy para o cálculo de $\Delta\gamma_N^*$ . . . . .	80
4.4	Base de regras fuzzy para o cálculo de $\alpha$ . . . . .	80
5.1	Ângulo dos vetores de chaveamento adjacentes. . . . .	100
6.1	Medidas de Desempenho . . . . .	156

# Glossário

CC	Corrente Continua
DTC	Controle Direto de Torque ( <i>DTC - Direct Torque Control</i> )
DTC-SVM	Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais( <i>DTC-SVM - Direct Torque Control with Space Vector Modulation</i> )
fmm	Força magnetomotriz
fmms	Forças magnetomotrizes
FPI	Fuzzy PI
FPIA	Fuzzy PI Autoajustável
GAF	Ganho Ajustável Fuzzy
MIT	Motor de Indução Trifásico
PI	Proporcional Integral
PWM	Modulação por Largura de Pulso ( <i>PWM - Pulse Width Modulation</i> )
ST-DTC	Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento ( <i>ST-DTC - Switching Table based Direct Torque Control</i> )
SVM	Modulação por Vetores Espaciais ( <i>SVM - Space Vector Modulation</i> )
VSI	Inversor Fonte de Tensão ( <i>VSI - voltage source inverter</i> )

# Listas de Símbolos

$i_{as}(t)$	- Corrente do estator na fase <b>a</b>
$i_{bs}(t)$	- Corrente do estator na fase <b>b</b>
$i_{cs}(t)$	- Corrente do estator na fase <b>c</b>
$i_{ar}(t)$	- Corrente do rotor na fase <b>a</b>
$i_{br}(t)$	- Corrente do rotor na fase <b>b</b>
$i_{cr}(t)$	- Corrente do rotor na fase <b>c</b>
$\vec{i}_s$	- Vetor espacial da corrente do estator no referencial estacionário (fixado no estator)
$\vec{i}_r$	- Vetor espacial da corrente do rotor no referencial estacionário (fixado no estator)
$\vec{i}_s'$	- Vetor espacial da corrente do estator no referencial girante (fixado no rotor)
$\vec{i}_r'$	- Vetor espacial da corrente do rotor no referencial girante (fixado no rotor)
$\vec{\psi}_s$	- Vetor espacial do fluxo concatenado do estator no referencial estacionário (fixado no estator)
$\vec{\psi}_r'$	- Vetor espacial do fluxo concatenado do rotor no referencial estacionário (fixado no estator)
$\vec{\psi}_s'$	- Vetor espacial do fluxo concatenado do estator no referencial girante (fixado no rotor)
$\vec{\psi}_r$	- Vetor espacial do fluxo concatenado do rotor no referencial girante (fixado no rotor)
$i_{ds}$	- Corrente instantânea do estator no eixo direto no referencial estacionário (fixado no estator)
$i_{qs}$	- Corrente instantânea do estator no eixo em quadratura no referencial estacionário (fixado no estator)
$i'_{ds}$	- Corrente instantânea do estator no eixo direto no referencial girante (fixado no rotor)
$i'_{qs}$	- Corrente instantânea do estator no eixo em quadratura no referencial girante (fixado no rotor)
$i_{dr}$	- Corrente instantânea do rotor no eixo direto no referencial estacionário (fixado no estator)
$i_{qr}$	- Corrente instantânea do rotor no eixo em quadratura no referencial estacionário (fixado no estator)
$i_{\alpha r}$	- Corrente instantânea do rotor no eixo direto no referencial girante (fixado no rotor)
$i_{\beta r}$	- Corrente instantânea do rotor no eixo em quadratura no referencial girante (fixado no rotor)

$\psi_{ds}$	- Fluxo concatenado instantâneo do estator no eixo direto no referencial estacionário (fixado no estator)
$\psi_{qs}$	- Fluxo concatenado instantâneo do estator no eixo em quadratura no referencial estacionário (fixado no estator)
$\psi'_{ds}$	- Fluxo concatenado instantâneo do estator no eixo direto no referencial girante (fixado no rotor)
$\psi'_{qs}$	- Fluxo concatenado instantâneo do estator no eixo em quadratura no referencial girante (fixado no rotor)
$\psi_{\alpha r}$	- Fluxo concatenado instantâneo do rotor no eixo direto no referencial girante (fixado no rotor)
$\psi_{\beta r}$	- Fluxo concatenado instantâneo do rotor no eixo em quadratura no referencial girante (fixado no rotor)
$\psi_{dr}$	- Fluxo concatenado instantâneo do rotor no eixo direto no referencial estacionário (fixado no estator)
$\psi_{qr}$	- Fluxo concatenado instantâneo do rotor no eixo em quadratura no referencial estacionário (fixado no estator)
$\vec{u}_s$	- Vetor espacial da tensão do estator no referencial estacionário (fixado no estator)
$\vec{u}'_s$	- Vetor espacial da tensão do estator no referencial girante (fixado no rotor)
$\vec{u}'_r$	- Vetor espacial da tensão do rotor no referencial estacionário (fixado no estator)
$\vec{u}_r$	- Vetor espacial da tensão do rotor no referencial girante (fixado no rotor)
$u_{as}$	- Tensão instantânea do estator na fase <b>a</b>
$u_{bs}$	- Tensão instantânea do estator na fase <b>b</b>
$u_{cs}$	- Tensão instantânea do estator na fase <b>c</b>
$u_{ar}$	- Tensão instantânea do rotor na fase <b>a</b>
$u_{br}$	- Tensão instantânea do rotor na fase <b>b</b>
$u_{cr}$	- Tensão instantânea do rotor na fase <b>c</b>
$u_{ds}$	- Tensão instantânea do estator no eixo direto no referencial estacionário (fixado no estator)
$u_{qs}$	- Tensão instantânea do estator no eixo em quadratura no referencial estacionário (fixado no estator)
$u'_{ds}$	- Tensão instantânea do estator no eixo direto no referencial girante (fixado no rotor)
$u'_{qs}$	- Tensão instantânea do estator no eixo em quadratura no referencial girante (fixado no rotor)
$u_{dr}$	- Tensão instantânea do rotor no eixo direto no referencial estacionário (fixado no estator)
$u_{qr}$	- Tensão instantânea do rotor no eixo em quadratura no referencial estacionário (fixado no estator)
$u_{\alpha r}$	- Tensão instantânea do rotor no eixo direto no referencial girante (fixado no rotor)
$u_{\beta r}$	- Tensão instantânea do rotor no eixo em quadratura no referencial girante (fixado no rotor)
$\bar{L}_s$	- Auto-indutância de uma fase do enrolamento do estator
$\bar{L}_r$	- Auto-indutância de uma fase do enrolamento do rotor
$\bar{M}_s$	- Indutância mútua entre os enrolamentos do estator
$\bar{M}_r$	- Indutância mútua entre os enrolamentos do rotor
$\bar{M}_{sr}$	- Indutância mútua entre os enrolamentos do estator e rotor

---

$L_{ms}$	- Indutância de magnetização por fase do estator
$L_{mr}$	- Indutância de magnetização por fase do rotor
$L_m$	- Indutância de magnetização das três fases
$L_s$	- Indutância total das três fases do estator
$L_r$	- Indutância total das três fases do rotor
$L_{ls}$	- Indutância de dispersão do estator
$L_{lr}$	- Indutância de dispersão do rotor
$p$	- Número de pólos
$P$	- Número de pares de pólos
$\omega_s$	- Velocidade angular síncrona (rad-ele/s)
$\omega_{sm}$	- Velocidade angular síncrona mecânica (rad-mec/s)
$\omega_{sl}$	- Velocidade angular de escorregamento (rad-ele/s)
$\omega_r$	- Velocidade angular do rotor (rad-ele/s)
$\omega_m$	- Velocidade angular mecânica do rotor (rad-mec/s)
$\theta_r$	- Ângulo do rotor no referencial estacionário (fixado no estator)
$\alpha_r$	- Ângulo do vetor espacial da corrente do rotor no referencial girante (fixado no rotor)
$\alpha'_r$	- Ângulo do vetor espacial da corrente do rotor no referencial estacionário (fixado no estator)
$\alpha_s$	- Ângulo do vetor espacial da corrente do estator no referencial estacionário (fixado no estator)
$f_s(\theta, t)$	- Distribuição da fmm no estator
$f_r(\alpha, t)$	- Distribuição da fmm no rotor
$f_{as}(\theta, t)$	- Distribuição da fmm na fase <b>a</b> do estator
$f_{bs}(\theta, t)$	- Distribuição da fmm na fase <b>b</b> do estator
$f_{cs}(\theta, t)$	- Distribuição da fmm na fase <b>c</b> do estator
$\vec{f}_s(t)$	- Vetor espacial da distribuição da fmm do estator
$\vec{f}_{as}$	- Vetor espacial da distribuição da fmm na fase <b>a</b> do estator
$\vec{f}_{bs}$	- Vetor espacial da distribuição da fmm na fase <b>b</b> do estator
$\vec{f}_{cs}$	- Vetor espacial da distribuição da fmm na fase <b>c</b> do estator

# **Trabalhos Aceitos para Apresentação em Conferências**

1. Azcue P., J.L.; Ruppert, E.; "Three-phase Induction Motor DTC-SVM Scheme with Self-Tuning PI-Type Fuzzy Controller", *The 7th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery* (FSKD'2010), Yantai, China, agosto 2010, All papers in conference proceedings will be indexed by both EI Compendex and ISTP, as well as the IEEE Xplore.
2. Azcue P., J.L.; Ruppert, E.; "Three-phase Induction Motor DTC-SVM Scheme with Self-Tuning PI-Type Fuzzy Controller", *XVIII Congresso Brasileiro de Automática* (CBA'2010), Bonito, Brasil, setembro 2010.

# Capítulo 1

## Introdução

Nos países desenvolvidos mais da metade do total da energia produzida é convertida em energia mecânica através dos motores elétricos. No Brasil, o setor industrial é responsável por 43% do consumo anual de energia. Dentro deste setor, onde há maior demanda de energia elétrica, os motores são responsáveis por aproximadamente 55% deste consumo.

Entre os vários tipos de motores, o motor de indução ainda tem a mesma popularidade do século passado. Pelo menos 90% dos sistemas de acionamento industrial utilizam este tipo de motores.

O motor de indução trifásico (MIT) é usado numa ampla variedade de aplicações industriais, por sua simplicidade na construção, confiabilidade, robustez e baixo custo. Em comparação com os motores de corrente contínua, podem ser usados em ambientes perigosos por não apresentarem problemas associados com faiscamentos.

A maioria dos MIT não são controlados, mas a parte dos acionadores para os motores de indução trifásico de velocidade variável alimentados por conversores eletrônicos está em continuo crescimento, reduzindo progressivamente os acionadores de corrente contínua. No entanto, o controle dos motores de indução é uma tarefa que requer técnicas de controle sofisticadas em aplicações que necessitam acionadores de alto desempenho.

As principais dificuldades são a necessidade de fornecer uma tensão de frequência variável e a não-linearidade e complexidade do modelo analítico do MIT, engrandecido pela incerteza dos parâmetros do MIT.

Nos anos oitenta, Takahashi e Noguchi[1] e Depenbrock[2] propuseram um novo conceito para o controle do motor de indução que substituíram a transformação de coordenadas e controladores PI, utilizados no controle por orientação de campo (*Field Oriented Control - FOC*), por controladores de histerese. Esta estratégia de controle, denominada controle direto de torque (*Direct Torque Control - DTC*), desde sua aparição tem sido alvo de constante desenvolvimento. A estratégia DTC possibilita rápidas respostas de torque com reduzidas oscilações do fluxo de estator, mesmo durante transitórios

apesar do torque apresentar oscilações na sua magnitude em regime permanente.

Uma abordagem alternativa para reduzir as ondulações do torque é baseado na modulação por vetores espaciais (*Space Vector Modulation - SVM*) [1], [2] e em [3] é apresentado um algoritmo de controle que evita a rotação de coordenadas e controladores preditivos. No entanto, o controlador de torque PI depende do ajuste de seus parâmetros para alcançar um bom desempenho. Em geral o uso do controle fuzzy não requer um modelo matemático preciso do processo a ser controlado. Em lugar disso usam a experiência e o conhecimento dos profissionais envolvidos para a construção da base de regras.

A lógica fuzzy tem provado ser eficiente no controle de motores, por exemplo, em [4], o controlador PI e o controlador fuzzy são usados para controlar o ângulo de carga, simplificando o sistema de acionamento do MI. Em [5], o controlador fuzzy é usado para obter dinâmicamente o vetor de referência da tensão em função do erro do torque, do erro e do ângulo do fluxo do estator. Neste caso, as ondulações do torque e do fluxo são reduzidas. Em [6] tem-se que o controlador de velocidade fuzzy PI na estratégia de controle DTC-SVM tem uma boa resposta para um amplo intervalo de velocidades do MI.

Diferentes tipos de controladores fuzzy adaptativos tais como controladores autoajustáveis e auto-organizáveis tem sido desenvolvidos e implementados [7], [8].

Em [9] é usado o controlador fuzzy tipo PI autoajustável para controlar sistemas lineares de segundo ordem e marginalmente estáveis. Este método requer três fatores de escala (FS). A análise de desempenho deste controlador é comparado com o controlador PI e seus resultados motivaram o uso destes controladores para a realização deste trabalho.

Em [10] é apresentado um controlador PI autoajustável baseado na teoria da lógica fuzzy, os ganhos do controlador PI são ajustados através do controlador fuzzy. Este controlador é usado no controle vetorial do MI.

O controlador fuzzy tipo PI autoajustável proposto (FPIA) determina dinâmicamente o ângulo de carga existente entre os vetores espaciais dos fluxos do estator e do rotor e, em consequência, o torque eletromagnético necessário para suprir a carga do motor. A base de regras para o controlador proposto é definida em função do erro "e" e da variação do erro " $\Delta e$ " do torque eletromagnético usando funções de pertinência triangulares e trapezoidais. O controle é realizado em frequência de chaveamento constante e apresenta baixa ondulação de torque usando modulação em largura de pulsos por vetores espaciais.

O desempenho do DTC-SVM com o controlador proposto foi comparado com o desempenho do mesmo esquema usando o controlador PI através de várias medidas de desempenho tais como tempo de acomodação, tempo de subida e o índice integral do tempo multiplicado pelo valor absoluto do erro (ITAE).

O elementos motivadores desta dissertação são: (a) aplicar os controladores fuzzy ao esquemas de controle DTC, (b) propor esquemas de controle DTC modificados usando o controlador Fuzzy PI e o controlador fuzzy tipo PI autoajustável (FPIA) (c) analisar os princípios de funcionamento de três esquemas de controle DTC presentes na literatura, (d) realizar um estudo comparativos do desempenho dos esquemas de controle DTC estudados e propostos através da simulação, e (e) detalhar os procedimentos para a realização da simulação dos esquemas de controle apresentados neste trabalho.

## 1.1 Organização do Trabalho

Uma breve introdução envolvendo os aspectos do controle direto de torque é apresentado neste capítulo. O capítulo 2 apresenta o vetor espacial da força magnetomotriz, tensão e corrente do MIT para realizar a modelagem matemática baseada no modelo vetorial do motor de indução trifásico. O capítulo 3 apresenta a teoria do controle direto de torque, assim como uma descrição detalhada do controle direto de torque com tabela de chaveamento, do controle direto de torque com modulação por vetores espaciais e orientação do fluxo do estator, do controle direto de torque com modulação por vetores espaciais e malhas de controle em cascata, e do Inversor de dois níveis com modulação por vetores espaciais. O capítulo 4 apresenta o controle direto de torque com modulação por vetores espaciais e controlador fuzzy, os tipos de controladores fuzzy aplicados neste esquema DTC são o controlador fuzzy PI e o controlador fuzzy tipo PI autoajustável. No capítulo 5 são realizados os procedimentos para a simulação dos esquemas de controle estudados e propostos nos capítulos anteriores. O capítulo 6 apresenta os resultados obtidos nas simulações e as discussões relativos a estes. No capítulo 7 são apresentados as conclusões e trabalhos futuros.

# **Capítulo 2**

## **Modelo em Vetores Espaciais do Motor de Indução Trifásico**

### **2.1 Introdução**

O modelo do motor de indução, adequado para projetar o controlador, deve incorporar todos os efeitos dinâmicos do motor de indução tanto na operação em regime permanente como no estado transitório. A validade do modelo é demonstrada ante variações de tensões e correntes instantâneas para qualquer tempo arbitrário e com capacidade de descrever seu funcionamento sob diversas condições de operação. A teoria de vetores espaciais está muito próxima à teoria da transformação de coordenadas (coordenadas bifásicas-dq) de motores de indução trifásicos, mas com a vantagem de sua simplicidade e sua facilidade para a representação gráfica e análise. Neste capítulo representaremos as forças magnetomotrices (fmms), correntes, fluxos concatenados e tensões em vetores espaciais com as respectivas considerações matemáticas e físicas. Finalmente com ajuda dos vetores espaciais representaremos as equações dinâmicas do motor de indução trifásico (MIT). Por simplicidade é considerado que o MIT tem enrolamento trifásico, enrolamentos simétricos e pólos lisos. Considera-se que a permeabilidade do ferro é infinita e a densidade do fluxo é radial no entreferro, por outro lado, o efeito das ranhuras, o efeito das perdas no ferro e o efeito terminal são desprezadas.

Os sistemas de coordenadas utilizadas neste capítulo são: o sistema de referência d-q fixado no estator, e o sistema de referência  $\alpha-\beta$  fixado no rotor.

## 2.2 Representação em Vetores Espaciais das Grandezas do Motor de Indução Trifásico

### 2.2.1 Vetor Espacial das Forças Magnetomotrices e das Correntes do Estator

Se os enrolamentos do estator são alimentados por um sistema equilibrado de correntes trifásico  $i_{as}(t)$ ,  $i_{bs}(t)$  e  $i_{cs}(t)$ , e considerando que o neutro está isolado, então a corrente de sequência zero do estator é nula, isto é:

$$i_{0s}(t) = i_{as}(t) + i_{bs}(t) + i_{cs}(t) = 0 \quad (2.1)$$

A distribuição das fmms produzidas pelas correntes não tem uma forma senoidal (Fig. 2.1), no entanto, para fins de análise considera-se somente a componente fundamental obtida a partir da série de fourier, por tanto as harmônicas espaciais de ordem superior são desprezadas, então, o enrolamento real pode ser substituído por um solenoide fictício (Fig. 2.2), o qual produz uma força magnetomotriz senoidal cuja amplitude é igual à amplitude da componente fundamental da força magnetomotriz real. Sempre que se faça referência à distribuição da fmm estaremos nos referindo a sua componente fundamental.

A fmm,  $f$ , produzida por cada uma das três fases é uma onda senoidal estacionária no espaço, cuja amplitude é igual ao valor instantâneo da corrente que circula pelo enrolamento, então a fmm tem um comportamento pulsante, cada uma das três fmms estão desfasadas espacialmente de 120 graus, isto é:

$$f_{as}(\theta, t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} i_{as}(t) \cos(\theta) \quad (2.2)$$

$$f_{bs}(\theta, t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} i_{bs}(t) \cos(2\pi/3 - \theta) \quad (2.3)$$

$$f_{cs}(\theta, t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} i_{cs}(t) \cos(4\pi/3 - \theta) \quad (2.4)$$

A partir destas equações pode-se calcular a força magnetomotriz em cada uma das três fases para um ângulo espacial,  $\theta$ , e um tempo,  $t$ , arbitrários. Sendo que  $p$  é o número de pólos da máquina e  $N_{se}$  é o número efetivo de espiras. Considerando que os enrolamentos do estator tem um número igual de espiras efetivas por fase  $N_{se} = N_s k_{ws}$ , sendo que  $N_s$  e  $k_{ws}$  são o número de espiras e o fator do enrolamento do estator respectivamente.

A soma das três forças magnetomotrices resulta na força magnetomotriz,  $f_s$ , que se desloca espacialmente a uma velocidade  $\omega_s$ , sendo que  $\omega_s$  é a velocidade angular síncrona [11].

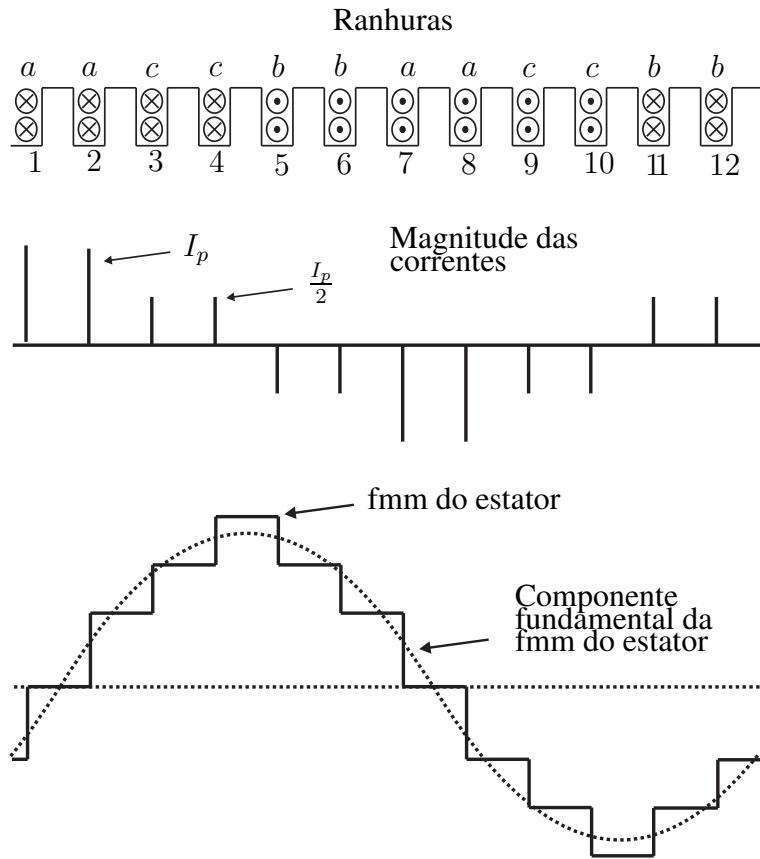


Fig. 2.1: Forma de Onda Espacial da Força Magnetomotriz Trifásica

$$f_s(\theta, t) = f_{as}(\theta, t) + f_{bs}(\theta, t) + f_{cs}(\theta, t) \quad (2.5)$$

$$f_s(\theta, t) = \frac{4 N_{se}}{\pi p} [i_{as}(t) \cos(\theta) + i_{bs}(t) \cos(2\pi/3 - \theta) + i_{cs}(t) \cos(4\pi/3 - \theta)] \quad (2.6)$$

$$f_s(\theta, t) = \frac{3}{2} \frac{4 N_{se}}{\pi p} \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t - \theta) \quad (2.7)$$

Sendo que  $I_s$  é o valor eficaz da corrente do estator.

### Demonstração

definindo as correntes como:

$$\begin{aligned} i_{as}(t) &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \varphi_{is}) \\ &= \sqrt{2} I_s \frac{e^{j(\omega_s t + \varphi_{is})} + e^{-j(\omega_s t + \varphi_{is})}}{2} \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} i_{bs}(t) &= \sqrt{2}I_s \cos(\omega_s t + \varphi_{is} - 2\pi/3) \\ &= \sqrt{2}I_s \frac{e^{j(\omega_s t + \varphi_{is} - 2\pi/3)} + e^{-j(\omega_s t + \varphi_{is} - 2\pi/3)}}{2} \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} i_{cs}(t) &= \sqrt{2}I_s \cos(\omega_s t + \varphi_{is} - 4\pi/3) \\ &= \sqrt{2}I_s \frac{e^{j(\omega_s t + \varphi_{is} - 4\pi/3)} + e^{-j(\omega_s t + \varphi_{is} - 4\pi/3)}}{2} \end{aligned} \quad (2.10)$$

sendo  $\varphi_{is}$  o ângulo inicial das correntes, a partir da formula de euler, tem-se que:

$$\begin{aligned} \cos(\theta) &= \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \\ \cos(2\pi/3 - \theta) &= \frac{e^{j(2\pi/3 - \theta)} + e^{-j(2\pi/3 - \theta)}}{2} \\ \cos(4\pi/3 - \theta) &= \frac{e^{j(4\pi/3 - \theta)} + e^{-j(4\pi/3 - \theta)}}{2} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Substituindo as equações (2.8), (2.9), (2.10) e (2.11) em (2.6) e procedendo algebricamente, conclui-se que:

$$f_s(\theta, t) = \frac{3}{4} \frac{N_{se}}{\pi p} \sqrt{2} I_s \{ e^{j(\omega_s t - \theta)} + e^{-j(\omega_s t - \theta)} \} \quad (2.12)$$

$$f_s(\theta, t) = \frac{3}{2} \frac{N_{se}}{\pi p} \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t - \theta) \quad (2.13)$$

A força magnetomotriz existente em cada fase pode ser representada também da seguinte forma:

$$f_{as}(\theta, t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} \operatorname{Re}[i_{as}(t) e^{j\theta}] \quad (2.14)$$

$$f_{bs}(\theta, t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} \operatorname{Re}[i_{bs}(t) e^{j2\pi/3} e^{-j\theta}] \quad (2.15)$$

$$f_{cs}(\theta, t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} \operatorname{Re}[i_{cs}(t) e^{j4\pi/3} e^{-j\theta}] \quad (2.16)$$

Por outro lado, os três enrolamentos representados por três solenoides fictícios estão desfasadas de 120 graus (Fig. 2.2), e por convenção considera-se que os três eixos magnéticos estão situados nos ângulos 0, 120 e 240 graus respectivamente.

Então o vetor espacial da força magnetomotriz que atua em cada eixo magnético das respectivas

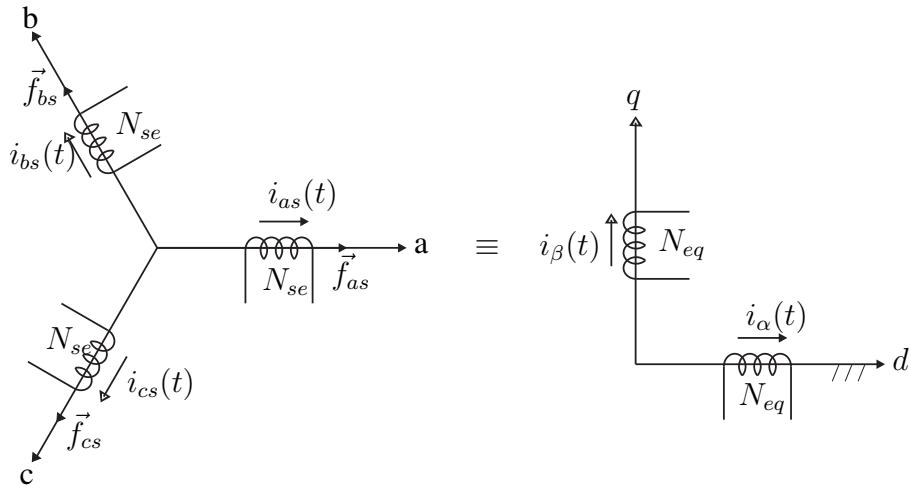


Fig. 2.2: Equivalência entre o Sistema Trifásico e Bifásico

fases é:

$$\vec{f}_{as}(t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} i_{as}(t) e^0 \quad (2.17)$$

$$\vec{f}_{bs}(t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} i_{bs}(t) e^{j2\pi/3} \quad (2.18)$$

$$\vec{f}_{cs}(t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} i_{cs}(t) e^{j4\pi/3} \quad (2.19)$$

A interação das três fmms resulta no vetor espacial da força magnetomotriz do estator:

$$\vec{f}_s(t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} \{ i_{as}(t) e^0 + i_{bs}(t) e^{j2\pi/3} + i_{cs}(t) e^{j4\pi/3} \} \quad (2.20)$$

A força magnetomotriz,  $\vec{f}_{as}(t)$ , atua no eixo magnético da fase **a** que coincide com o eixo real do sistema de referência estacionário formando um ângulo de zero graus,  $e^0$ .

A força magnetomotriz,  $\vec{f}_{bs}(t)$ , atua no eixo magnético da fase **b** que forma um ângulo de 120 graus com o eixo real do sistema de referência estacionário,  $e^{j2\pi/3}$ .

A força magnetomotriz,  $\vec{f}_{cs}(t)$ , atua no eixo magnético da fase **c** que forma um ângulo de 240 graus com o eixo real do sistema de referência estacionário,  $e^{j4\pi/3}$ .

Cada uma destas três fmms são vetores espaciais estacionários (não giram) e atuam unicamente nos seus respectivos eixos magnéticos variando suas amplitudes proporcionalmente a suas correntes geradoras. No entanto, a força magnetomotriz resultante tem uma natureza girante a causa da contribuição individual de cada uma destas forças.

Representa-se a equação (2.6) em notação complexa:

$$f_s(\theta, t) = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} [i_{as}(t) + i_{bs}(t) \cdot a + i_{cs}(t) \cdot a^2] e^{-j\theta} \right\} \quad (2.21)$$

Da equação (2.21) define-se o vetor espacial da corrente do estator como:

$$\vec{i}_s(t) = \frac{2}{3} [i_{as}(t) \cdot 1 + i_{bs}(t) \cdot a + i_{cs}(t) \cdot a^2] = |\vec{i}_s| e^{j\alpha_s} \quad (2.22)$$

A equação (2.22) representa o vetor espacial da corrente do estator no plano complexo, no sistema de referência estacionário, sendo que  $\mathbf{1} = \mathbf{a}^0$ ,  $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$  e  $\mathbf{a}^2 = e^{j4\pi/3}$  são operadores espaciais. Por outro lado,  $|\vec{i}_s|$  é o módulo do vetor da corrente do estator e,  $\alpha_s$ , é o ângulo em relação ao eixo real do sistema de referência estacionário. Assim o vetor espacial da fmm é definido por:

$$\vec{f}_s(t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{se}}{p} \vec{i}_s(t) = \vec{f}_{as}(t) + \vec{f}_{bs}(t) + \vec{f}_{cs}(t) \quad (2.23)$$

Sendo que  $\vec{f}_{as}$ ,  $\vec{f}_{bs}$  e  $\vec{f}_{cs}$  são os vetores espaciais das fmms em cada fase. O vetor espacial da corrente do estator (2.22) pode ser expressado no sistema de coordenadas d-q [2.2]:

$$\vec{i}_s = i_{ds} + j i_{qs} \quad (2.24)$$

O expressão anterior também pode ser representado no sistema de referência Q-D, isto é:

$$\vec{i}_s = i_{Qs} - j i_{Ds} \quad (2.25)$$

Sendo que  $i_{Qs} = i_{ds}$  e  $i_{Ds} = -i_{qs}$

Em máquinas simétricas trifásicas, as correntes do estator no eixo real  $i_{ds}$  e imaginário  $i_{qs}$  são componentes fictícias da corrente bifásica, as quais estão relacionadas com as correntes trifásicas do estator.

$$i_{ds} = k \left[ i_{as} - \frac{1}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs} \right] \quad (2.26)$$

$$i_{qs} = k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \quad (2.27)$$

Sendo que a constante  $k$  pode adotar dois possíveis valores:  $k = \frac{2}{3}$  para o caso da transformação variante em potência e  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  para a transformação invariante em potência.

### Demonstração

Se segue da definição de vetor espacial da corrente do estator, equação (2.22), para  $k = \frac{2}{3}$ :

$$\begin{aligned}\vec{i}_s &= \frac{2}{3} \left\{ i_{as}(t) \cdot 1 + i_{bs}(t) \cdot a + i_{cs}(t) \cdot a^2 \right\} \\ \vec{i}_s &= \frac{2}{3} \left\{ i_{as}(t) + i_{bs}(t)e^{j2\pi/3} + i_{cs}(t)e^{j4\pi/3} \right\} \\ \vec{i}_s &= \frac{2}{3} \left\{ i_{as}(t) + i_{bs}(t)[\cos(2\pi/3) + j \sin(2\pi/3)] + i_{cs}(t)[\cos(4\pi/3) + j \sin(4\pi/3)] \right\} \\ i_{ds} &= Re[\vec{i}_s] = \frac{2}{3} \left[ i_{as}(t) - \frac{1}{2}i_{bs}(t) - \frac{1}{2}i_{cs}(t) \right] \quad (2.28)\end{aligned}$$

$$i_{qs} = Im[\vec{i}_s] = \frac{2}{3} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2}i_{bs}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{cs}(t) \right] = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{bs}(t) - i_{cs}(t)] \quad (2.29)$$

O vetor espacial da corrente do estator não contém a componente de sequência zero, no caso da existência desta componente, uma definição adicional tem que ser utilizada, mas em geral se tem-se que:

$$i_{0s} = k_1[i_{as}(t) + i_{bs}(t) + i_{cs}(t)] \quad (2.30)$$

Sendo que a constante  $k_1 = \frac{1}{3}$  para a transformação variante em potência, e  $k_1 = \frac{1}{\sqrt{3}}$  para a transformação invariante em potência.

Para  $i_{0s} = 0$ , considerando a transformação variante em potência, pode-se calcular as componentes trifásicas da corrente do estator a partir do vetor espacial da corrente do estator:

$$i_{as} = Re[\vec{i}_s] = Re \left[ \frac{2}{3}(i_{as} + i_{bs} \cdot a + i_{cs} \cdot a^2) \right] = \frac{2}{3} \left[ i_{as} - \frac{1}{2}i_{bs} - \frac{1}{2}i_{cs} \right] \quad (2.31)$$

$$i_{bs} = Re[a^2 \vec{i}_s] = Re \left[ \frac{2}{3}(i_{as} \cdot a^2 + i_{bs} + i_{cs} \cdot a) \right] \quad (2.32)$$

$$i_{cs} = Re[a \vec{i}_s] = Re \left[ \frac{2}{3}(i_{as} \cdot a + i_{bs} \cdot a^2 + i_{cs}) \right] \quad (2.33)$$

O fato de multiplicar convenientemente o vetor espacial da corrente do estator por um operador espacial faz com que o sistema de referência gire um ângulo que depende do operador (o giro é de 120 e 240 graus para os operadores  $a$  e  $a^2$  respectivamente) e logo em seguida calcular a componente real do vetor espacial da corrente. Por exemplo para calcular a corrente  $i_{bs}$  se multiplica o vetor espacial da corrente,  $\vec{i}_s$ , pelo operador  $a^2 = e^{j4\pi/3}$  que roda o sistema em 240 graus, fazendo com que o eixo

**b** coincida com o eixo real do sistema de referência, então a parte real é o valor da corrente na fase **b**. Pode-se observar na Fig. 2.3 que as projeções do vetor  $\vec{i}_s$  nos eixos são as componentes trifásicas do vetor espacial da corrente do estator.

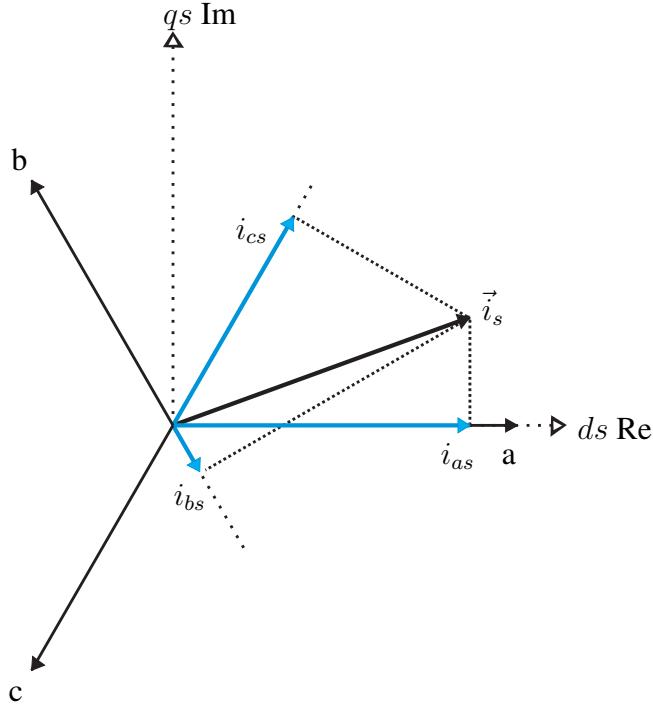


Fig. 2.3: Projeção do Vetor Espacial da Corrente do Estator

## 2.2.2 Vetor Espacial das Forças Magnetomotrices e das Correntes do Rotor

Considere-se que o número efetivo de espiras por fase no rotor  $N_{re} = N_r k_{wr}$ , sendo que  $N_r$  e  $k_{wr}$  são o número de espiras e o fator de enrolamento respectivamente, então de forma similar à equação (2.6) a distribuição da fmm no rotor, representa-se por:

$$f_r(\alpha, t) = \frac{4}{\pi} \frac{N_{re}}{p} [i_{ar}(t) \cos(\alpha) + i_{br}(t) \cos(2\pi/3 - \alpha) + i_{cr}(t) \cos(4\pi/3 - \alpha)] \quad (2.34)$$

Na forma complexa a equação (2.34) escreve-se como:

$$f_r(\alpha, t) = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{N_{re}}{p} \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} [i_{ar}(t) + i_{br}(t) \cdot a + i_{cr}(t) \cdot a^2] e^{-j\alpha} \right\} \quad (2.35)$$

Na equação (2.35), a quantidade complexa multiplicada por  $e^{-j\alpha}$  é o vetor espacial da corrente do rotor é expressado no sistema de referência fixado no rotor como:

$$\vec{i}_r(t) = \frac{2}{3} [i_{ar}(t) + i_{br}(t) \cdot a + i_{cr}(t) \cdot a^2] = |\vec{i}_r| e^{j\alpha_r} \quad (2.36)$$

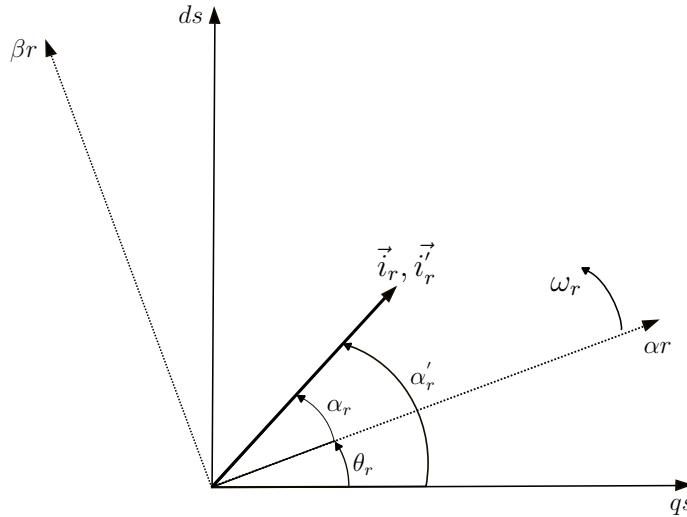


Fig. 2.4: Relação entre o Sistema de Referência Estacionário e Giratório

Sendo que  $|\vec{i}_r|$  é a magnitude do vetor espacial da corrente do rotor e  $\alpha_r$  é o ângulo em relação ao sistema de referência fixado no rotor. O vetor  $\vec{i}_r$  gira a uma velocidade angular  $\omega_{sl} = d\alpha_r/dt$  em relação ao sistema fixado no rotor,  $\omega_{sl}$  é a velocidade de escorregamento.

No sistema de referência fixado no rotor, o eixo real é representado por  $\alpha_r$  e o eixo imaginário por  $\beta_r$  (Fig. 2.4), a velocidade do sistema é  $\omega_r = d\theta_r/dt$ , sendo que  $\theta_r$  é o ângulo em relação ao sistema estacionário. O vetor espacial da corrente do rotor determina a magnitude instantânea e o deslocamento angular do valor pico da fmm do rotor distribuído senoidalmente produzido pelos enrolamentos do rotor distribuídos senoidalmente.

Seguindo o mesmo raciocínio feito para a obtenção das equações (2.26) e (2.27), observa-se que:

$$i_{\alpha r} = c \left[ i_{ar}(t) - \frac{1}{2}i_{br}(t) - \frac{1}{2}i_{cr}(t) \right] \quad (2.37)$$

$$i_{\beta r} = c \frac{\sqrt{3}}{2} [i_{br}(t) - i_{cr}(t)] \quad (2.38)$$

Sendo que  $c = 2/3$  para a transformação variante em potência, forma clássica de transformação.

Na Fig. 2.4, observa-se que o vetor espacial da corrente do rotor  $\vec{i}_r$ , representado no sistema referencial  $\alpha$ - $\beta$ , esta-se movimentando a uma velocidade  $\omega_r$ . Então o vetor  $\vec{i}_r$  no sistema de referência estacionário é:

$$\vec{i}_r = \vec{i}_r e^{j\theta_r} = |\vec{i}_r| e^{j\alpha'_r} \quad (2.39)$$

Sendo que  $\vec{i}_r$  e  $\alpha'_r = (\alpha_r + \theta_r)$  é o vetor espacial da corrente do rotor e o ângulo no sistema de referência estacionário.

### 2.2.3 Vetores Espaciais dos Fluxos Concatenados

Nesta seção ampliaremos o conceito de vetor espacial para a representação dos fluxos concatenados tanto do estator como do rotor, partindo da definição do fluxo existente em cada fase.

#### Vetor Espacial do Fluxo Concatenado do Estator

Similarmente à definição do vetor espacial da corrente do estator e do rotor, pode-se definir o vetor espacial do fluxo concatenado do estator em função dos valores instantâneos dos fluxos em cada fase. O vetor espacial do fluxo do estator, no sistema de referência estacionário é:

$$\vec{\psi}_s = \frac{2}{3} [\psi_{as} + \psi_{bs} \cdot a + \psi_{cs} \cdot a^2] \quad (2.40)$$

Sendo que os valores instantâneos do fluxo concatenado depende das correntes do estator e o rotor, então:

$$\begin{aligned} \psi_{as} &= \bar{L}_s i_{as} + \bar{M}_s i_{bs} + \bar{M}_s i_{cs} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r) i_{ar} \\ &\quad + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{br} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{cr} \end{aligned} \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} \psi_{bs} &= \bar{L}_s i_{bs} + \bar{M}_s i_{as} + \bar{M}_s i_{cs} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{ar} \\ &\quad + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r) i_{br} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{cr} \end{aligned} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} \psi_{cs} &= \bar{L}_s i_{cs} + \bar{M}_s i_{bs} + \bar{M}_s i_{as} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{ar} \\ &\quad + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{br} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r) i_{cr} \end{aligned} \quad (2.43)$$

Sendo que:  $\bar{L}_s$  é a auto-indutância de uma fase do enrolamento do estator,  $\bar{M}_s$  é a indutância mútua entre os enrolamentos do estator e  $\bar{M}_{sr}$  é o valor máximo da indutância mútua entre os enrolamentos do estator e rotor. Observa-se que cada uma das equações anteriores têm seis termos, a primeiro termo é produzido pela corrente da propria fase, denominada de auto-fluxo concatenado, os dois seguintes termos produzidos pela corrente do estator nas outras duas fases são denominados de fluxo concatenado mútuo entre os enrolamentos do estator e finalmente os três termos restantes produzidos pelas três correntes do rotor são denominados de fluxo concatenado mútuo entre os enrolamentos do

estator e rotor. Substituindo as equações (2.41), (2.42), e (2.43) na equação (2.40), e considerando as equações (2.22), (2.36) e (2.39), tem-se:

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \underbrace{\vec{i}_r e^{j\theta_r}}_{\vec{i}'_r} = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}'_r \quad (2.44)$$

Sendo que  $L_s = \bar{L}_s - \bar{M}_s$  é a indutância total das três fases do estator e  $L_m$  é a indutância de magnetização das três fases,  $L_m = \frac{3}{2} \bar{M}_{sr}$ .

Na equação (2.44) há dois componentes do vetor espacial do fluxo concatenado do estator, o primeiro,  $L_s \vec{i}_s$ , é o vetor espacial do auto-fluxo concatenado das fases do estator produzido pelas correntes do estator, o segundo componente,  $L_m \vec{i}'_r$ , é o vetor espacial do fluxo concatenado mútuo produzido pelas correntes do rotor expressas no sistema de referência estacionário.

Por outro lado, o vetor espacial do fluxo concatenado do estator em termos de suas componentes no eixo real  $\psi_{ds}$  e imaginário  $\psi_{qs}$  é:

$$\vec{\psi}_s = \psi_{ds} + j\psi_{qs} \quad (2.45)$$

A expressão anterior pode ser representado no sistema de referência Q-D, isto é:

$$\vec{\psi}_s = \psi_{Qs} - j\psi_{Ds} \quad (2.46)$$

Sendo que  $\psi_{Qs} = \psi_{ds}$  e  $\psi_{Ds} = -\psi_{qs}$ .

Desdobrando a expressão (2.44) em função de suas componentes no eixo real e imaginário, tem-se que:

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.47)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.48)$$

Na expressão acima as correntes  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$  são valores instantâneos das correntes no eixo real e imaginário do estator e do rotor respectivamente. As quatro correntes foram expressas no sistema de referência estacionário.

### Vetor Espacial do Fluxo Concatenado do Rotor

O vetor espacial do fluxo concatenado do rotor, expressado em seu sistema de referência natural (sistema referencial fixado no rotor) que está girando a uma velocidade  $\omega_r$ , é representado da seguinte forma:

$$\vec{\psi}_r = \frac{2}{3} [\psi_{ar} + \psi_{br} \cdot a + \psi_{cr} \cdot a^2] \quad (2.49)$$

Sendo que  $\psi_{ar}$ ,  $\psi_{br}$  e  $\psi_{cr}$  são os valores instantâneos do fluxo concatenado do rotor nas três fases. Estes valores instantâneos dependem das correntes do estator e do rotor, isto é:

$$\begin{aligned} \psi_{ar} &= \bar{L}_r i_{ar} + \bar{M}_r i_{br} + \bar{M}_r i_{cr} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r) i_{as} \\ &\quad + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{bs} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{cs} \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} \psi_{br} &= \bar{L}_r i_{br} + \bar{M}_r i_{ar} + \bar{M}_r i_{cr} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{as} \\ &\quad + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r) i_{bs} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{cs} \end{aligned} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} \psi_{cr} &= \bar{L}_r i_{cr} + \bar{M}_r i_{ar} + \bar{M}_r i_{br} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{as} \\ &\quad + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{bs} + \bar{M}_{sr} \cos(\theta_r) i_{cs} \end{aligned} \quad (2.52)$$

Sendo que  $\bar{L}_r$  é a auto-indutância de uma das fases do rotor,  $\bar{M}_r$  é a indutância mutua entre os enrolamentos do rotor e  $\bar{M}_{sr}$  é o valor máximo da indutância mutua entre os enrolamentos do estator e do rotor.

Substituindo as equações (2.50), (2.51), e (2.52) na equação (2.49), tem-se o vetor espacial do fluxo concatenado do rotor no sistema de referência fixado no rotor.

$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}'_s \quad (2.53)$$

Sendo que  $L_r = \bar{L}_r - \bar{M}_r$  é a indutância total das três fases do rotor,  $L_m$  é a indutância de magnetização das três fases do rotor e  $\vec{i}'_s$  é o vetor espacial da corrente do estator expressado no sistema de referência fixado no rotor.

A equação (2.53) pode ser expressado em função de suas componentes ( $\psi_{\alpha r}$  e  $\psi_{\beta r}$ ), isto é:

$$\vec{\psi}_r = \psi_{\alpha r} + j\psi_{\beta r} \quad (2.54)$$

Desdobrando a expressão (2.53) em suas componentes, tem-se que:

$$\psi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i'_{ds} \quad (2.55)$$

$$\psi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i'_{qs} \quad (2.56)$$

Nas equações (2.55) e (2.56), as variáveis  $i_{\alpha r}$ ,  $i_{\beta r}$ ,  $i'_{ds}$  e  $i'_{qs}$  são as componentes no eixo real e imaginário das correntes do rotor e estator respectivamente, todas estas correntes estão no sistema de

referência fixado no rotor.

O vetor espacial do fluxo do rotor pode ser representado no sistema de referência estacionário através da seguinte transformação:

$$\vec{\psi}'_r = \psi_{dr} + j\psi_{qr} = \vec{\psi}_r e^{j\theta_r} = (\psi_{\alpha r} + j\psi_{\beta r}) e^{j\theta_r} \quad (2.57)$$

O vetor espacial  $\vec{\psi}'_r$  também pode ser representado em função das indutâncias, considerando as expressões (2.39) e (2.53), tem-se que:

$$\vec{\psi}'_r = L_r \vec{i}'_r + L_m \underbrace{\vec{i}'_s e^{j\theta_r}}_{\vec{i}_s} = L_r \vec{i}'_r + L_m \vec{i}_s \quad (2.58)$$

Observa-se que a corrente do estator, no sistema de referência estacionário,  $\vec{i}_s$ , e no sistema de referência fixado no rotor,  $\vec{i}'_s$ , estão relacionados pela seguinte transformação complexa:

$$\vec{i}_s = \vec{i}'_s e^{j\theta_r} \quad (2.59)$$

Em consequência:

$$\vec{i}'_s = \vec{i}_s e^{-j\theta_r} \quad (2.60)$$

## 2.2.4 Vetores Espaciais das Tensões do Estator e do Rotor

O vetor espacial das tensões do estator e do rotor podem ser definidos similarmente as grandezas anteriores. Assim o vetor espacial da tensão do estator no sistema de referência estacionário e o vetor espacial da tensão do rotor no sistema de referência fixado no rotor podem ser escritas como:

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} [u_{as}(t) + u_{bs}(t) \cdot a + u_{cs}(t) \cdot a^2] = u_{ds} + j u_{qs} \quad (2.61)$$

$$\vec{u}_r = \frac{2}{3} [u_{ar}(t) + u_{br}(t) \cdot a + u_{cr}(t) \cdot a^2] = u_{\alpha r} + j u_{\beta r} \quad (2.62)$$

Nas equações (2.61) e (2.62) tem-se que  $u_{as}(t)$ ,  $u_{bs}(t)$ ,  $u_{cs}(t)$ ,  $u_{ar}(t)$ ,  $u_{br}(t)$  e  $u_{cr}(t)$  são os valores instantâneos das tensões do estator e do rotor respectivamente, entanto que  $u_{ds}$ ,  $u_{qs}$ ,  $u_{\alpha r}$  e  $u_{\beta r}$  são as componentes no eixo real e imaginário. A tensão trifásica está relacionada com suas componentes bifásicas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}\vec{u}_{ds} &= Re \left\{ \frac{2}{3} [u_{as}(t) + u_{bs}(t) \cdot a + u_{cs}(t) \cdot a^2] \right\} \\ &= \frac{2}{3} (u_{as} - \frac{1}{2}u_{bs} - \frac{1}{2}u_{cs})\end{aligned}\quad (2.63)$$

$$\begin{aligned}\vec{u}_{qs} &= Im \left\{ \frac{2}{3} [u_{as}(t) + u_{bs}(t) \cdot a + u_{cs}(t) \cdot a^2] \right\} \\ &= \frac{2}{3} (u_{bs} - u_{cs}) / \sqrt{3}\end{aligned}\quad (2.64)$$

Procedendo de forma semelhante para a tensão do rotor, obtém-se:

$$\vec{u}_{\alpha r} = \frac{2}{3} (u_{ar} - \frac{1}{2}u_{br} - \frac{1}{2}u_{cr}) \quad (2.65)$$

$$\vec{u}_{\beta r} = \frac{2}{3} (u_{br} - u_{cr}) / \sqrt{3} \quad (2.66)$$

Os vetores espaciais não contém as componentes de sequência zero, assim quando for necessário representar as tensões de sequência zero será necessário considerá-las separadamente, então:

$$\vec{u}_{0s} = \frac{1}{3} [u_{as}(t) + u_{bs}(t) + u_{cs}(t)] \quad (2.67)$$

$$\vec{u}_{0r} = \frac{1}{3} [u_{ar}(t) + u_{br}(t) + u_{cr}(t)] \quad (2.68)$$

$$(2.69)$$

Reescrevendo as equações (2.63), (2.64) e (2.67) num arranjo matricial, tem-se a matriz de transformação de coordenadas trifásicas para bifásicas:

$$\begin{bmatrix} u_{0s} \\ u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

Na ausência das componentes de sequência zero, as projeções do vetor espacial da tensão nos eixos das três fases representam as respectivas tensões nestas fases:

$$u_{as} = Re(\vec{u}_s) \quad (2.71)$$

$$u_{bs} = Re(a^2 \vec{u}_s) \quad (2.72)$$

$$u_{cs} = Re(a\vec{u}_s) \quad (2.73)$$

Com a finalidade de fazer a transformação entre diferentes sistemas de coordenadas simplesmente faremos uso da transformação complexa. Por exemplo para representar o vetor da tensão do estator  $\vec{u}_s$ , que se encontra no sistema de referência estacionário, no sistema de referência fixado no rotor,  $\vec{u}'_s$ , aplica-se a transformação de coordenadas complexa, similarmente à equação (2.60):

$$\vec{u}'_s = \vec{u}_s e^{-j\theta_r} = u'_s + j u'_{qs} \quad (2.74)$$

O vetor espacial da tensão do rotor pode ser expressado no sistema de referência estacionário, seguindo a mesmo raciocínio da equação (2.39), então:

$$\vec{u}'_r = \vec{u}_r e^{j\theta_r} = u_{dr} + j u_{qr} \quad (2.75)$$

## 2.3 Produção do Torque Eletromagnético

### 2.3.1 Produção de Torque em Máquinas de Corrente Contínua

Em máquinas de corrente contínua, a corrente no enrolamento de campo cria um fluxo concetanado de excitação, e a iteração do fluxo de excitação com a corrente no enrolamento de armadura produz o torque eletromagnético tanto no regime permanente como no estado transitório. Trabalhando sob condições magnéticas lineares, o torque eletromagnético pode-se expressar como o produto vetorial dos vetores espaciais do fluxo de excitação e a corrente de armadura.

$$T_{em} = c\vec{\psi}_f \times \vec{i}_a \quad (2.76)$$

Se o fluxo de excitação e a corrente de armadura estão em quadratura, se produzirá o máximo valor para o torque eletromagnético (o ângulo entre ambos vetores é de 90 graus), então pela definição de produto vetorial:

$$T_{em} = c\psi_f i_a \quad (2.77)$$

Sendo que  $\psi_f$  e  $i_a$  são os módulos dos vetores espaciais do fluxo de excitação do campo e da corrente de armadura respectivamente.

### 2.3.2 Produção de Torque em Máquinas de Corrente Alternada

De forma análoga à produção de torque eletromagnético para máquinas de corrente contínua, pode-se expressar o torque eletromagnético para o MIT como:

$$T_{em} = c \vec{\psi}_s \times \vec{i}_r' \quad (2.78)$$

Considera-se condições magnéticas lineares,  $c$  é constante e  $\vec{\psi}_s$  e  $\vec{i}_r'$  são os vetores espaciais do fluxo concatenado do estator e da corrente do rotor, ambos no sistema de referência estacionário. Utilizando a definição de produto vetorial, tem-se que:

$$T_{em} = c |\vec{\psi}_s| |\vec{i}_r'| \sin(\gamma) \quad (2.79)$$

Sendo que  $\gamma$  é o ângulo de carga,  $|\vec{\psi}_s|$  e  $|\vec{i}_r'|$  são as magnitudes dos vetores espaciais do fluxo do estator e da corrente do rotor respectivamente, ambos representados no sistema de referência estacionário. No caso do motor de corrente contínua, por causa da sua estrutura na disposição das escovas, o ângulo entre o fluxo e a corrente é de 90 graus gerando o máximo torque. No entanto para os MIT, devido ao acoplamento existente entre as varáveis que controlam o fluxo e a corrente, para conseguir um desempenho similar ao do motor CC precisa-se de técnicas de controle sofisticadas como o controle direto de torque que serão estudadas ao longo deste trabalho.

## 2.4 Equações Dinâmicas do Motor de Indução Trifásico

Nesta seção serão apresentadas as equações que regem o comportamento dinâmico do motor de indução trifásico, na forma de vetores espaciais. Estas equações mostram a relação existente entre os fluxos concatenados e as correntes com as tensões tanto no estator como no rotor.

### 2.4.1 Equações Dinâmicas do Motor de Indução em Vetores Espaciais

As equações diferenciais das tensões do estator e rotor do MIT, representadas no sistema de referência estacionário, são mostradas nas equações (2.80) e (2.81). Com ajuda da definição dos vetores espaciais das tensões, equações (2.61) e (2.75), dos vetores espaciais das correntes, equações (2.22) e (2.36), e dos vetores espaciais dos fluxos concatenados, equações (2.40) e (2.49), do estator e rotor respectivamente, tem-se que:

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (2.80)$$

$$\vec{u}_r' = R_r \vec{i}_r' + \frac{d\vec{\psi}_r'}{dt} - j\omega_r \vec{\psi}_r' \quad (2.81)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r' \quad (2.82)$$

$$\vec{\psi}_r' = L_r \vec{i}_r' + L_m \vec{i}_s \quad (2.83)$$

A forma compacta destas equações fazem com que a sua aplicação seja extremamente conveniente. O primeiro termo da equações (2.80) e (2.81) representa a queda nas resistências do estator e do rotor respectivamente, e o segundo termo representa a transformação em força eletromotriz, o qual é a primeira derivada do vetor espacial do fluxo concatenado do estator e do rotor, finalmente o termo  $-j\omega_r \vec{\psi}_r'$ , representa a força eletromotriz rotacional produzida pela rotação do rotor.

Nas equações (2.80) e (2.81) estão presentes os vetores espaciais dos fluxos concatenados do estator e do rotor respectivamente, as mesmas que são representadas em função das indutâncias e das correntes do estator e do rotor do MIT, equações (2.82) e (2.83). Sendo que  $\omega_r$  é a velocidade angular instantânea do rotor.

Os vetores espaciais das correntes, fluxo concatenado e tensões do estator no sistema de referência estacionário são: [considere as equações (2.22), (2.40) e (2.61)]

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} [i_{as}(t) + i_{bs}(t) \cdot a + i_{cs}(t) \cdot a^2] = i_{ds} + ji_{qs} \quad (2.84)$$

$$\vec{\psi}_s = \frac{2}{3} [\psi_{as}(t) + \psi_{bs}(t) \cdot a + \psi_{cs}(t) \cdot a^2] = \psi_{ds} + j\psi_{qs} \quad (2.85)$$

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} [u_{as}(t) + u_{bs}(t) \cdot a + u_{cs}(t) \cdot a^2] = u_{ds} + ju_{qs} \quad (2.86)$$

Similarmente, os vetores espaciais das correntes, fluxos concatenados e tensões do rotor no sistema de referência fixado no rotor, são: [considere as equações (2.36), (2.49) e (2.75)]

$$\vec{i}_r = \frac{2}{3} [i_{ar}(t) + i_{br}(t) \cdot a + i_{cr}(t) \cdot a^2] = i_{\alpha r} + ji_{\beta r} \quad (2.87)$$

$$\vec{\psi}_r = \frac{2}{3} [\psi_{ar}(t) + \psi_{br}(t) \cdot a + \psi_{cr}(t) \cdot a^2] = \psi_{\alpha r} + j\psi_{\beta r} \quad (2.88)$$

$$\vec{u}_r = \frac{2}{3} [u_{ar}(t) + u_{br}(t) \cdot a + u_{cr}(t) \cdot a^2] = u_{\alpha r} + ju_{\beta r} \quad (2.89)$$

Nas equações (2.39), (2.57) e (2.75) tem-se a representação no sistema de referência estacionário das equações acima , isto é:

$$\vec{i}'_r = \vec{i}_r e^{j\theta_r} = i_{dr} + j i_{qr} \quad (2.90)$$

$$\vec{\psi}'_r = \vec{\psi}_r e^{j\theta_r} = L_r \vec{i}'_r + L_m \vec{i}_s = L_r \vec{i}_r e^{j\theta_r} + L_m \vec{i}_s = \psi_{dr} + j \psi_{qr} \quad (2.91)$$

$$\vec{u}'_r = \vec{u}_r e^{j\theta_r} = u_{dr} + j u_{qr} \quad (2.92)$$

Do anterior se conclui que para transformar as variáveis que estão no sistema de referência fixado no rotor para o sistema de referência estacionário é suficiente multiplicar a variável sob transformação por  $e^{j\theta_r}$ . Sendo que  $\theta_r$  é o ângulo do rotor.

# **Capítulo 3**

## **Controle Direto de Torque do Motor de Indução Trifásico**

### **3.1 Introdução**

Nas últimas décadas pesquisadores tem trabalhado no desenvolvimento de acionadores de corrente alternada para controlar a velocidade e o torque eletromagnético dos motores de indução trifásicos. Isto principalmente pelo fato do motor de indução ser robusto e barato para a indústria. O projeto adequado de acionadores para os motores de indução, usando técnicas de controle vetorial, transforma a característica não linear torque-velocidade do motor de indução para uma característica constante torque-velocidade similar aos motores de corrente contínua.

Existem alguns esquemas de controle direto de torque tais como: seleção do vetor de tensão usando tabela de chaveamento [12], esquema de controle DSC [13], e métodos alternativos para reduzir a ondulação do torque baseados na técnica de modulação por vetores espaciais [1], [2].

Em [3] é apresentado um algoritmo que não tem rotação de coordenadas nem controladores preditivos. No entanto, este esquema precisa de um bom ajuste dos parâmetros do controlador de torque PI para atingir um bom desempenho.

Em [14] é apresentado uma análise dos esquemas de controle direto de torque mais relevantes, neste capítulo analisaremos com detalhes três deles com a finalidade de entender os princípios de funcionamento e sua implementação em diagrama de blocos, estes esquemas são: controle direto de torque com tabela de chaveamento, controle direto de torque com modulação por vetores espaciais e orientação do fluxo do estator, finalmente o controle direto de torque com modulação por vetores espaciais e malhas de controle em cascata.

### 3.2 Princípios e generalidades do Controle Direto de Torque

No controle direto de torque (DTC), do motor de indução trifásico, alimentado por um inversor de tensão de dois níveis, é possível controlar diretamente o vetor do fluxo concatenado do estator e o torque eletromagnético desenvolvido através da seleção apropriada dos vetores de chaveamento previamente configuradas numa tabela otimizada. A seleção é feita restringindo os erros dentro de bandas de histerese tanto para o torque eletromagnético como para o fluxo do estator para conseguir: uma resposta rápida do torque eletromagnético, uma baixa frequência de chaveamento e baixas perdas harmônicas. O DTC permite que as respostas de torque eletromagnético sejam rápidas.

No motor de indução trifásico simétrico, uma das formas de representar o torque eletromagnético instantâneo é através do produto vetorial entre os vetores espaciais do fluxo concatenado e da corrente do estator.

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (3.1)$$

Sendo que  $\vec{\psi}_s$  e  $\vec{i}_s$  são os vetores espaciais do fluxo concatenado e da corrente do estator respectivamente, e  $P$  o número de pares de pólos. Na equação (3.1), ambos vetores espaciais estão representados no sistema de referência estacionário.

Considera-se que  $\vec{\psi}_s = |\vec{\psi}_s| e^{j\rho_s}$  e  $\vec{i}_s = |\vec{i}_s| e^{j\alpha_s}$ , sendo que  $\rho_s$  e  $\alpha_s$  são os ângulos dos vetores espaciais do fluxo concatenado e da corrente do estator em relação ao eixo real do sistema de referência estacionário (Figura 3.1), então a partir da equação (3.1), tem-se que:

$$T_{em} = \frac{3}{2} P |\vec{\psi}_s| |\vec{i}_s| \sin(\alpha_s - \rho_s) = \frac{3}{2} P |\vec{\psi}_s| |\vec{i}_s| \sin(\alpha) \quad (3.2)$$

Sendo que  $\alpha = \alpha_s - \rho_s$  é o ângulo entre os vetores espaciais do fluxo concatenado e da corrente do estator.

Se fosse aplicada uma tensão apropriada no estator de tal forma a manter o fluxo do estator constante e a mesma tensão conseguisse uma mudança rápida no ângulo  $\rho_s$ , então o torque eletromagnético também variaria rapidamente. Se o ângulo for incrementado se produzira um torque eletromagnético positivo, enquanto que, se o ângulo diminuísse se produzira uma redução no torque eletromagnético. Em conclusão para controlar o vetor espacial do fluxo do estator (módulo e ângulo) é necessário gerar um vetor de tensão apropriado através do inversor que alimenta o MIT.

Então, as equações dinâmicas do motor de indução trifásico, no sistema de referência estacionário são:

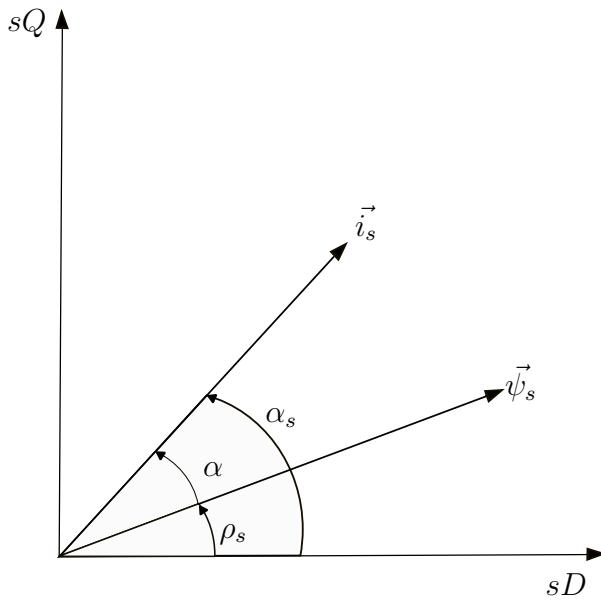


Fig. 3.1: Vetor Espacial do Fluxo Concatenado e Corrente do Estator

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (3.3)$$

$$\vec{u}'_r = R_r \vec{i}'_r + \frac{d\vec{\psi}'_r}{dt} - j\omega_r \vec{\psi}'_r \quad (3.4)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}'_r \quad (3.5)$$

$$\vec{\psi}'_r = L_r \vec{i}'_r + L_m \vec{i}_s \quad (3.6)$$

Deduziremos a resposta do torque eletromagnético quando for aplicado um degrau no ângulo  $\rho_s$  no tempo  $t = 0$ , a partir disso será determinada a variação do torque eletromagnético.

Primeiro determina-se o vetor espacial da corrente do rotor em função do vetor espacial do fluxo do estator, da equação (3.5), tem-se que:

$$\vec{i}'_r = \frac{1}{L_m} (\vec{\psi}_s - L_s \vec{i}_s) \quad (3.7)$$

Substituindo a equação (3.7) em (3.6) para obter o vetor espacial do fluxo concatenado do rotor em função do vetor espacial do fluxo concatenado do estator, tem-se que:

$$\begin{aligned}
\vec{\psi}'_r &= L_r \left( \frac{\vec{\psi}_s - L_s \vec{i}_s}{L_m} \right) + L_m \vec{i}_s \\
&= \frac{L_r}{L_m} \vec{\psi}_s - \left( \frac{L_s L_r}{L_m} - L_m \right) \vec{i}_s \\
&= \frac{L_r}{L_m} \left[ \vec{\psi}_s - \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \vec{i}_s \right] \\
&= \frac{L_r}{L_m} \left[ \vec{\psi}_s - L'_s \vec{i}_s \right]
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Sendo que  $L'_s = L_s - (L_m^2/L_r)$ . Por outro lado ao substituir as equações (3.7) e (3.8) na equação (3.4), considerando que  $\vec{u}'_r = 0$  para o caso do motor de indução gaiola de esquilo, teremos a representação do vetor  $\vec{i}_s$  em função de  $\vec{\psi}_s$ .

Quando o vetor espacial da corrente do estator é substituída na equação (3.1) teremos uma relação direta entre torque eletromagnético e o vetor espacial do fluxo do estator. Então, considerando que o módulo do vetor espacial do fluxo concatenado do estator é constante ( $|\vec{\psi}_s| = c_1$ ), teremos que  $\vec{\psi}_s = |\vec{\psi}_s| e^{j\rho_s} = c_1 e^{j\rho_s}$  e em consequência  $d\vec{\psi}_s/dt = j |\vec{\psi}_s| d\rho_s/dt$ .

Examinando esta última expressão conclui-se que quando o módulo do vetor espacial do fluxo do estator é constante a taxa de mudança do incremento do torque eletromagnético é quase proporcional à taxa de mudança do ângulo  $\rho_s$ , assim forçando uma grande mudança em  $d\rho_s/dt$  obtém-se um tempo de resposta rápido no torque eletromagnético.

## Malha de Controle do Torque

O torque eletromagnético instantâneo pode-se expressar em função do vetor espacial do fluxo concatenado do estator e do rotor, facilitando o entendimento do processo envolvido no controle direto de torque. Da equação (3.6) calcula-se  $\vec{i}'_r$ , isto é:

$$\vec{i}'_r = \frac{1}{L_r} [\vec{\psi}'_r - L_m \vec{i}_s] \tag{3.9}$$

Substituindo a equação (3.9) em (3.5), tem-se que:

$$\begin{aligned}
\vec{\psi}_s &= L_s \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} [\vec{\psi}'_r - L_m \vec{i}_s] \\
\vec{\psi}_s &= \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}'_r
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\vec{\psi}_s &= L'_s \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}'_r \\ \vec{i}_s &= \frac{\vec{\psi}_s}{L'_s} - \frac{L_m}{L'_s L_r} \vec{\psi}'_r\end{aligned}\quad (3.10)$$

Sendo que  $L'_s = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})$  e considerando a equação (3.10), tem-se a equação (3.1) em função do vetor espacial do fluxo concatenado do estator e do rotor.

$$\begin{aligned}T_{em} &= \frac{3}{2} P \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \\ &= \frac{3}{2} P \vec{\psi}_s \times \left( \frac{\vec{\psi}_s}{L'_s} - \frac{L_m}{L'_s L_r} \vec{\psi}'_r \right) \\ &= \frac{3}{2} P \left( -\vec{\psi}_s \times \frac{L_m}{L'_s L_r} \vec{\psi}'_r \right) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} (-\vec{\psi}_s \times \vec{\psi}'_r) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} \vec{\psi}'_r \times \vec{\psi}_s \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} |\vec{\psi}'_r| |\vec{\psi}_s| \sin(\rho_s - \rho_r) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} |\vec{\psi}'_r| |\vec{\psi}_s| \sin(\gamma)\end{aligned}\quad (3.11)$$

Na equação (3.11),  $\gamma = (\rho_s - \rho_r)$  é o ângulo entre o vetor espacial do fluxo concatenado do estator e do rotor, sendo que  $\rho_s$  e  $\rho_r$  são os ângulos do vetor espacial do fluxo concatenado do estator e do rotor em relação ao eixo real do sistema de referência estacionário [Fig. 3.2].

A constante de tempo do rotor de um motor de indução trifásico gaiola de esquilo é grande (o valor típico é maior que 100ms [15], no entanto, para máquinas grandes este valor é maior), sendo assim, as mudanças do fluxo concatenado do rotor são mais lentos comparados com as mudanças do fluxo concatenado do estator. Então considerando que o fluxo concatenado do estator é constante e em consequência o fluxo concatenado do rotor também é constante, se segue da equação (3.11) que o torque eletromagnético varia rapidamente com a variação do ângulo  $\gamma$  na direção adequada.

O ângulo  $\gamma$  pode variar facilmente através da comutação apropriada do vetor espacial da tensão do estator (produzido por um inversor de tensão). Se o módulo do vetor espacial do fluxo concatenado do estator não é constante (por exemplo, nas regiões de campo enfraquecido) então é possível controlar a amplitude  $\vec{\psi}_s$  e o ângulo  $\gamma$  com a comutação apropriada do inversor de tensão.

No controle direto de torque as componentes do fluxo concatenado do estator,  $|\psi_{ds}|$  e  $|\psi_{qs}|$ , são

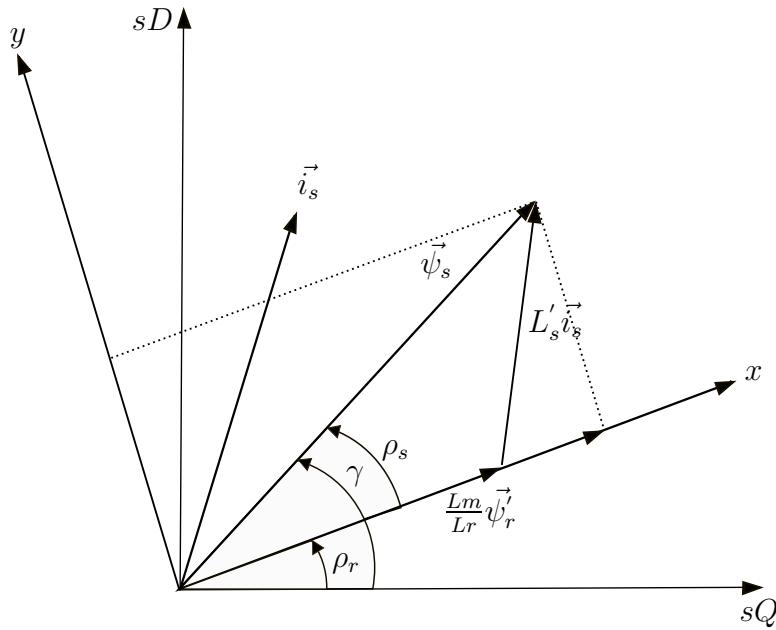


Fig. 3.2: Vetor Espacial da Corrente do Estator, do Fluxo Concatenado do Estator e do Rotor

uma das variáveis de controle.

## Malha de Controle do Fluxo

Por simplicidade suponha-se que a queda na resistência do estator é desprezível, então da equação (3.3) tem-se que  $\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{u}_s$ , desta equação observa-se que a tensão do estator atua diretamente no fluxo do estator, e assim é possível controlar a posição do fluxo do estator aplicando uma tensão apropriada no estator. Da igualdade  $\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{u}_s$  tem-se que quando o vetor de tensão é aplicado num tempo relativamente pequeno, então:  $\Delta\vec{\psi}_s = \vec{u}_s\Delta t$ . Assim o vetor espacial do fluxo concatenado do estator é movimentado por  $\Delta\vec{\psi}_s$  na direção do vetor espacial do fluxo do estator com uma velocidade proporcional à magnitude do vetor espacial da tensão do estator. Com a seleção apropriada do vetor espacial da tensão do estator a cada passo (período de chaveamento) é possível alterar o fluxo do estator na direção desejada.

O controle sem acoplamento entre o torque e o fluxo do estator é atingido atuando na componente radial e tangencial do vetor espacial do fluxo concatenado do estator, estas duas componentes são diretamente proporcionais (queda na resistência do estator é desprezado) aos componentes do vetor espacial da tensão do estator na mesma direção, e assim podem ser controladas com a comutação apropriada das chaves do inversor.

O ângulo  $\gamma$  tem um importante função na determinação do torque eletromagnético, ou em outras palavras, a posição relativa do vetor espacial do fluxo concatenado do estator e do rotor determina o

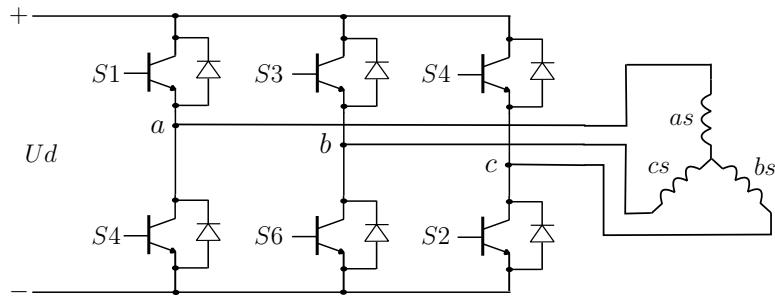


Fig. 3.3: Inversor de Tensão de Seis pulsos

torque eletromagnético.

Supondo um movimento lento do vetor espacial do fluxo concatenado do rotor, a aplicação de um vetor espacial da tensão do estator apropriado causa um deslocamento rápido do vetor espacial do fluxo concatenado do estator afastando-se do vetor espacial do fluxo concatenado do rotor, então o torque eletromagnético cresce quando o ângulo  $\gamma$  aumenta. No entanto, se um vetor de tensão do estator é aplicado de tal forma que o vetor espacial do fluxo concatenado do estator se detém, então o torque eletromagnético decresce, visto que o vetor espacial do fluxo concatenado do rotor ainda está movimentando-se então o ângulo decresce. Se o fluxo concatenado do estator permanecesse detido (na prática se movimenta lentamente devido à queda no resistor do estator) ou pelo menos por um tempo suficientemente longo então o vetor espacial do fluxo concatenado do rotor consegue ultrapassar-o então o ângulo  $\gamma$  muda de sinal e em consequência também o torque eletromagnético muda de direção.

### 3.2.1 Inversor de Seis Pulsos

Considerando o inversor fonte de tensão (VSI) de seis pulsos (Figura 3.3), tem-se seis vetores espaciais de tensão ativos ( $\vec{u}_1, \vec{u}_2, \vec{u}_3, \vec{u}_4, \vec{u}_5, \vec{u}_6$ ) e dois vetores espaciais nulos ( $\vec{u}_7, \vec{u}_8$ ) (Figura 3.4). Os seis vetores de tensão ativos do inversor, podem-se expressar:

$$\vec{u}_s = \vec{u}_k = \begin{cases} \frac{2}{3}U_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = 1, 2, \dots, 6. \\ 0 & k = 7, 8 \end{cases} \quad (3.12)$$

Sendo que  $U_d$  é a tensão CC do barramento. Por outro lado, se sabe que  $\vec{u}_s = u_{ds} + j u_{qs}$  e que o vetor espacial  $\vec{u}_1$  é alinhado com o eixo real ( $ds$ ) do sistema de referência estacionário.

Visto que  $\Delta\vec{\psi}_s = \vec{u}_s \Delta t$  (desprezando a queda na resistência do estator), então quando é aplicado um vetor de chaveamento não nulo (vetor Ativo) o fluxo concatenado do estator se movimentara rapidamente. No entanto, quando é aplicado um vetor de chaveamento nulo este quase se deterá (se movimentara lentamente devido a uma pequena queda de tensão no resistor do estator). Para um

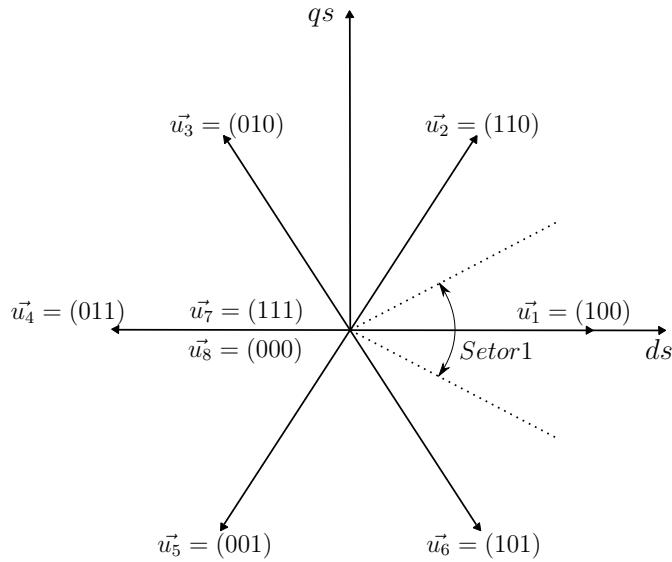


Fig. 3.4: Vetores Espaciais de Comutação da Tensão

inversor fonte de tensão (VSI) de seis pulsos o fluxo concatenado do estator se movimenta seguindo um caminho hexagonal com uma velocidade linear constante, devido aos seis vetores de chaveamento.

Para a modulação por largura de pulso sinusoidal (quando os estados de chaveamento do inversor são escolhidos de tal forma a gerar variações no fluxo concatenado do estator quase sinusoidal), uma sequência adequada de vetores de chaveamento nulas e ativas (não nula) é aplicada para obter o lugar geométrico do fluxo do estator requerido.

No Controle proposto por Takahashi [12], em cada período de amostragem são escolhidos vetores de chaveamento ótimos para manter o erro do fluxo concatenado do estator numa banda de tolerância adequada (banda de histerese), e assim manter o erro do torque eletromagnético na sua banda de histerese, as bandas de histerese tanto para o fluxo do estator como para o torque eletromagnético são  $2\Delta\psi_s$  e  $2\Delta T_{em}$  respectivamente.

Se a magnitude do vetor espacial do fluxo concatenado do estator está no setor  $k$ , para conseguir aumentar a magnitude do fluxo do estator aplica-se os vetores  $\vec{u}_k, \vec{u}_{k+1}, \vec{u}_{k-1}$ , e para conseguir diminuir a magnitude do fluxo do estator aplica-se os vetores  $\vec{u}_{k+2}, \vec{u}_{k-2}, \vec{u}_{k+3}$ .

A velocidade do vetor espacial do fluxo concatenado do estator é zero quando é aplicado o vetor de chaveamento nulo, mas é possível alterar esta velocidade variando a relação de saída entre os vetores de tensão nula e não nula (ativos). No entanto, a duração da aplicação de vetores nulos tem uma relação direta com as oscilações do torque eletromagnético.

O objetivo do controlador é manter a magnitude do fluxo concatenado do estator dentro da banda de histerese, para isso o lugar geométrico do fluxo do estator deve ser dividido em setores, podendo ser vários setores, mas devido ao inversor ser de seis pulsos o número mínimo de setores requeridos

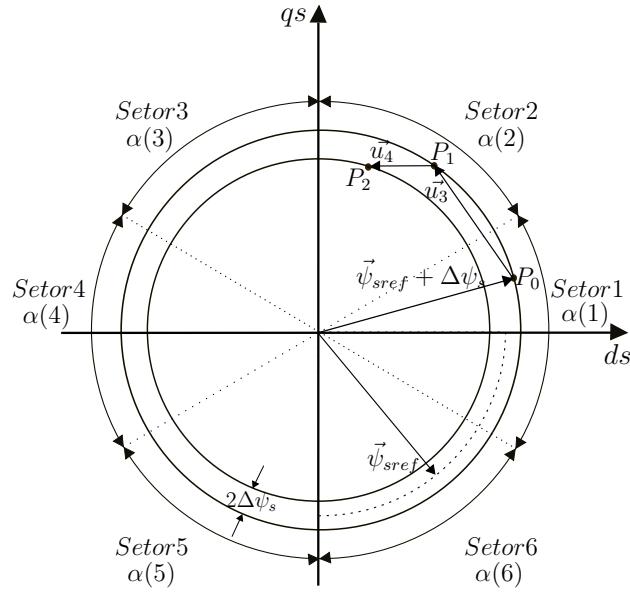


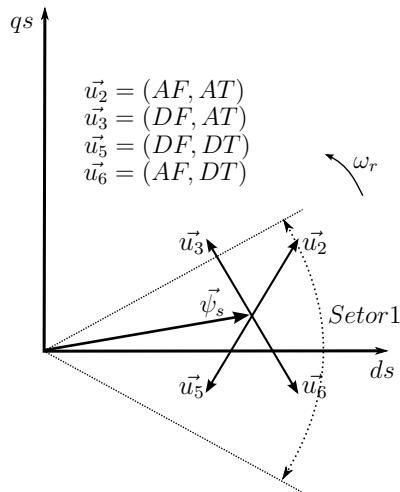
Fig. 3.5: Lugar Geométrico do Vetor Espacial do Fluxo Concatenado do Estator

é seis [15].

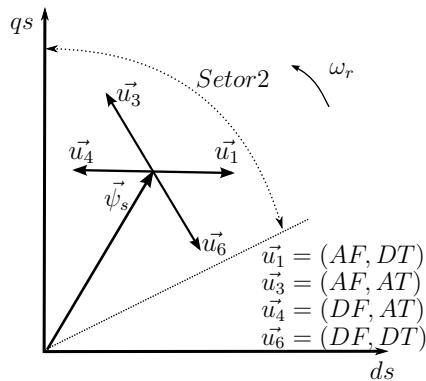
Suponha-se que o vetor espacial do fluxo concatenado do estator encontra-se no *setor1*, cuja posição inicial é  $P_0$ , e que o sentido de giro do fluxo do estator é anti-horária. Para conseguir um aumento no torque eletromagnético aplica-se um dos vetores espaciais de tensão (Fig. 3.5) que esteja no mesmo sentido de giro do fluxo do estator e se fosse necessário também reduzir a magnitude do fluxo do estator, que está no limite superior, então aplica-se o vetor espacial de tensão  $\vec{u}_3$  que nos leva à posição  $P_1$ , agora o vetor do fluxo do estator encontra-se no *setor2*, uma vez mais o fluxo do estator está no limite superior da banda de histerese então aplica-se o vetor  $\vec{u}_4$  de tal forma a reduzir a magnitude do fluxo do estator e incrementar o torque eletromagnético (mesmo sentido de giro do fluxo do estator).

Para esclarecer o anterior analisemos o seguinte caso (Fig. 3.6(a)), o fluxo do estator está no *setor1* dentro da banda de histerese e que seu sentido de giro é anti-horária, aplica-se o vetor ( $\vec{u}_2$  ou  $\vec{u}_3$ ) para aumentar o torque eletromagnético (AT) porque ambos permitirão que o fluxo do estator avance na mesma direção, observa-se também que a aplicação do vetor  $\vec{u}_2$  permite aumentar a magnitude do fluxo do estator (AF), entanto que, a aplicação do vetor  $\vec{u}_3$  permite um decréscimo na magnitude do fluxo do estator (DF), isto porque a aplicação destes vetores de tensão faz com que se afaste ou se aproxime ao centro do círculo que forma a banda de histerese.

Por outro lado, para um decréscimo no torque eletromagnético (DT) será necessária a aplicação do vetor  $\vec{u}_6$  ou  $\vec{u}_5$  que estão em direção oposta ao fluxo do estator, também a aplicação destes vetores permite aumentar ou diminuir o fluxo (AF,DF) respectivamente. Entretanto se não fosse necessária



(a) Vetores Espaciais do Fluxo do Estator no Setor Um



(b) Vetores Espaciais do Fluxo do Estator no Setor Dois

Fig. 3.6: Vetores Espaciais do Fluxo do Estator nos Setores Um e Dois

nenhuma variação no torque eletromagnético serão aplicados os vetores nulos  $\vec{u}_7$  ou  $\vec{u}_8$  dependendo de qual deles minimiza o chaveamento do inversor em aquele instante. O mesmo raciocínio pode ser feito para o caso quando o vetor espacial do fluxo do estator está no *setor2* (Figura 3.6(b)) e é extensível aos outros setores.

### Seleção do Vetor de Chaveamento Ótimo

O resultado obtido na (seção 3.3) pode ser tabulado numa tabela de vetores de chaveamento ótimo (Tabela 3.1), nesta tabela apresenta-se os seis vetores de chaveamento ótimos para cada um dos seis setores e todas as variações desejadas para o torque eletromagnético como para o fluxo do estator.

Para um aumento no fluxo do estator  $d\psi = 1$  e para uma diminuição do fluxo do estator  $d\psi = 0$ , sendo que  $d\psi$  é a saída do bloco de histerese de dois níveis.

$$d\psi = \begin{cases} 1 & \text{se } |\vec{\psi}_s| \leq |\vec{\psi}_{sref}| - |\Delta\psi_s| \\ 0 & \text{se } |\vec{\psi}_s| \geq |\vec{\psi}_{sref}| + |\Delta\psi_s| \end{cases} \quad (3.13)$$

Tab. 3.1: Tabela de Vetores de Chaveamento Otimizado

$d\psi$	$dT_{em}$	$\alpha(1)$ setor 1	$\alpha(2)$ setor 2	$\alpha(3)$ setor 3	$\alpha(4)$ setor 4	$\alpha(5)$ setor 5	$\alpha(6)$ setor 6
1	1	$\vec{u}_2$	$\vec{u}_3$	$\vec{u}_4$	$\vec{u}_5$	$\vec{u}_6$	$\vec{u}_1$
	0	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$
	-1	$\vec{u}_6$	$\vec{u}_1$	$\vec{u}_2$	$\vec{u}_3$	$\vec{u}_4$	$\vec{u}_5$
0	1	$\vec{u}_3$	$\vec{u}_4$	$\vec{u}_5$	$\vec{u}_6$	$\vec{u}_1$	$\vec{u}_2$
	0	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$
	-1	$\vec{u}_5$	$\vec{u}_6$	$\vec{u}_1$	$\vec{u}_2$	$\vec{u}_3$	$\vec{u}_4$

Para um aumento no torque eletromagnético  $dT_{em} = 1$  caso contrario  $dT_{em} = -1$ , no entanto quando não são necessárias variações no torque eletromagnético  $dT_{em} = 0$ , sendo que  $dT_{em}$  é a saída do bloco de histerese de três níveis. Considere uma rotação no sentido anti-horário (rotação para frente), então:

$$dT_{em} = \begin{cases} 1 & \text{se } |T_{em}| \leq |T_{em}^*| - |\Delta T_{em}| \\ 0 & \text{se } |T_{em}| \geq |T_{em}^*| \end{cases} \quad (3.14)$$

No entanto, para uma rotação no sentido horário (rotação para atrás), tem-se que:

$$dT_{em} = \begin{cases} -1 & \text{se } |T_{em}| \geq |T_{em}^*| + |\Delta T_{em}| \\ 0 & \text{se } |T_{em}| \leq |T_{em}^*| \end{cases} \quad (3.15)$$

É importante considerar uma banda de histerese aceitável para evitar que o controle não consiga manter o fluxo do estator dentro desta banda, por outro lado, considere também que a duração dos vetores de tensão nula tem uma relação direta na oscilação do torque eletromagnético.

Para selecionar um vetor da tabela de chaveamento otimizado é necessário conhecer a posição do fluxo concatenado do estator (setor onde se encontra o fluxo do estator), isto pode ser calculado a partir das componentes do eixo real e imaginário do fluxo estimado do estator. O vetor espacial do fluxo do estator é  $\vec{\psi}_s = |\vec{\psi}_s| e^{\rho_s} = \psi_{ds} + j\psi_{qs}$ , então:

$$\rho_s = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{qs}}{\psi_{ds}}\right) \quad (3.16)$$

$$\rho_s = \cos^{-1}\left(\frac{\psi_{ds}}{|\vec{\psi}_s|}\right) \quad (3.17)$$

$$\rho_s = \sin^{-1}\left(\frac{\psi_{qs}}{|\vec{\psi}_s|}\right) \quad (3.18)$$

Sendo que  $|\vec{\psi}_s| = \sqrt{\psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2}$ .

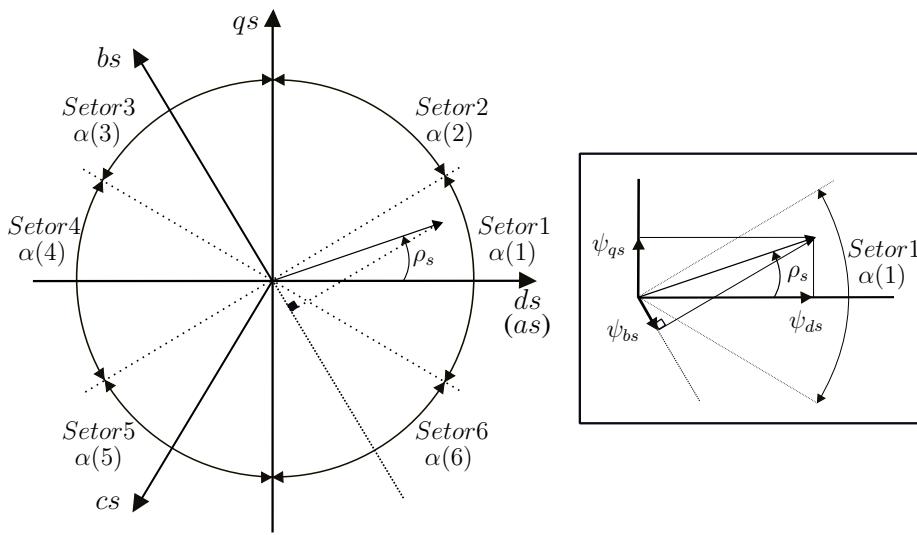


Fig. 3.7: Relação entre  $\vec{\psi}_s$  e as Componentes  $\psi_{ds}$ ,  $\psi_{qs}$  e  $\psi_{bs}$

No entanto é possível prescindir do uso de funções trigonométricas com a finalidade de reduzir o custo computacional. Somente é necessário conhecer o setor na qual se encontra o fluxo do estator, e não sua posição exata, através do algoritmo apresentado no fluxograma (Fig. 3.8) [16]. Sendo que  $\psi'_{qs} = \psi_{ds} \tan(\pi/6)$ .

A aplicação dos vetores de chaveamento mostrados na (Tabela 3.1) proporcionam excelentes resultados quando a velocidade da máquina não é muito baixa, no entanto, para velocidades muito baixas pode-se perder o controle do fluxo do estator (motor na partida).

## Estimação do Fluxo Concatenado do Estator

É necessário estimar o fluxo concatenado do estator por dois motivos, primeiro para determinar o setor onde está localizado (para aplicar os vetores de tensão apropriados), e segundo para estimar o torque eletromagnético. A partir da definição do vetor espacial da tensão do estator, equação (3.3), podem ser calculadas as componentes  $\psi_{ds}$  e  $\psi_{qs}$ , então:

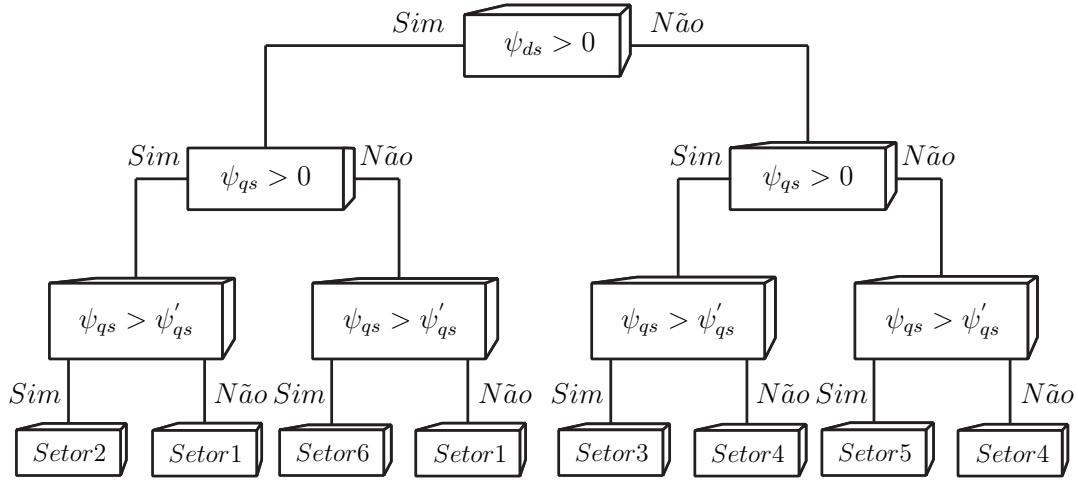


Fig. 3.8: Algoritmo para Identificação do Setor do Vetor Espacial do Fluxo do Estator

$$\psi_{ds} = \int (u_{ds} - R_s i_{ds}) dt \quad (3.19)$$

$$\psi_{qs} = \int (u_{qs} - R_s i_{qs}) dt \quad (3.20)$$

As componentes ortogonais do fluxo do estator podem ser calculadas a partir das componentes trifásicas. Para a transformação variante em potência, tem-se que:

$$\psi_s = \frac{2}{3}(\psi_{as} + a\psi_{bs} + a^2\psi_{cs}) = \psi_{ds} + j\psi_{qs} \quad (3.21)$$

$$\psi_{ds} = \psi_{as} = \int (u_{ds} - R_s i_{ds}) dt \quad (3.22)$$

Para resolver a equação anterior considere  $u_{ds} = u_{as}$  e  $i_{ds} = i_{as}$ . Para a componente imaginária, tem-se que:

$$\psi_{qs} = \frac{\psi_{bs} - \psi_{cs}}{\sqrt{3}} = \int (u_{qs} - R_s i_{qs}) dt \quad (3.23)$$

Para resolver a equação anterior considere  $u_{qs} = (u_{bs} - u_{cs})/\sqrt{3}$  e  $i_{qs} = (i_{bs} - i_{cs})/\sqrt{3}$ .

### 3.3 Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento

#### 3.3.1 Descrição de Funcionamento

No esquema de controle direto de torque com tabela de chaveamento (ST-DTC) [12], há duas malhas de controle, uma para o controle do fluxo do estator e outra para o controle do torque eletromagnético. Na malha do fluxo a entrada do bloco de histerese de dois níveis tem como entrada a diferença entre o fluxo de referência do estator e o fluxo estimado  $\psi_s^* - \hat{\psi}_s$ . O segundo bloco de histerese de três níveis tem como entrada a diferença entre o torque eletromagnético de referência e o estimado  $T_{em}^* - \hat{T}_{em}$ . As saídas dos blocos de histerese junto com o setor na qual se encontra o vetor fluxo do estator proporcionam as entradas para a tabela de chaveamento otimizado. A tabela contém os vetores de chaveamento ótimos para cada possível combinação das três entradas, com a finalidades de manter o torque eletromagnético e o fluxo do estator no interior da suas respectivas bandas de histerese.

#### 3.3.2 Descrição Detalhada do Esquema de Controle

O diagrama de blocos mostrado na Fig. 3.9 descreve o funcionamento do esquema de controle ST-DTC, para entendermos melhor detalharemos cada um destes blocos.

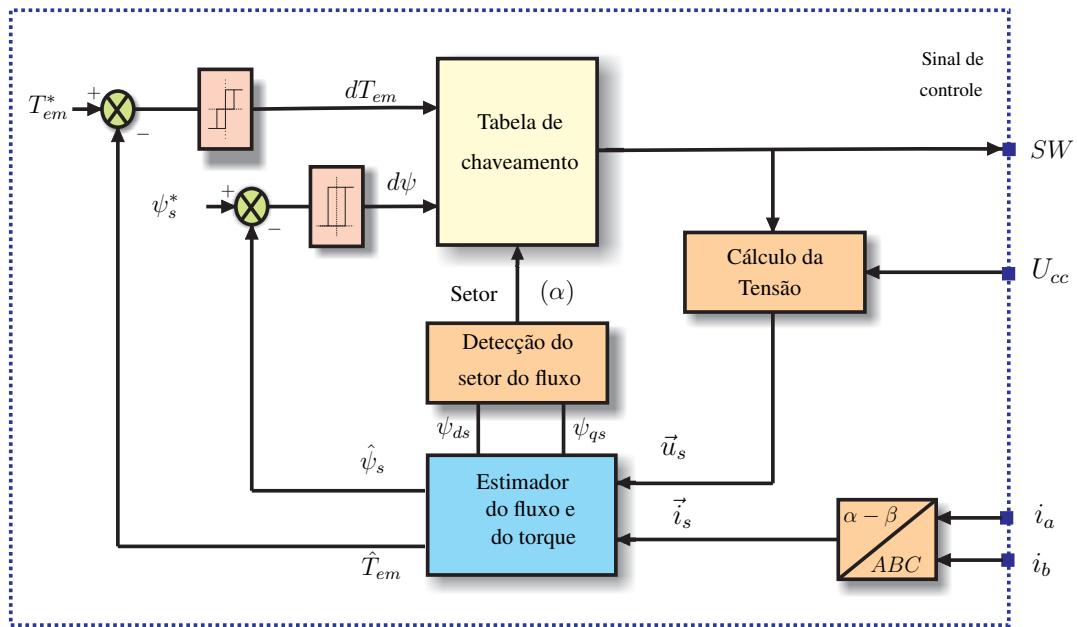


Fig. 3.9: Esquema de Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento (ST-DTC).

### Comparador com Histerese

O comparador com histerese de dois níveis tem como função determinar a partir do erro do fluxo do estator " $\psi_s^* - \hat{\psi}_s$ " se é necessário aumentar ou diminuir o fluxo do estator, sempre dependendo da referência, geralmente é considerado como referência o valor nominal do fluxo do estator. Quando o erro " $\psi_s^* - \hat{\psi}_s$ " é maior que " $\Delta\psi_s$ ", que é a metade da banda de histerese do fluxo do estator (a banda de histerese do fluxo tem uma largura de  $2\Delta\psi_s$ ), o fluxo estimado do estator é menor que o limite inferior da banda de histerese, então é necessário aumentar o fluxo do estator ou seja  $d\psi = 1$ , no entanto, quando o erro  $\psi_s^* - \hat{\psi}_s$  é menor que " $-\Delta\psi_s$ ", o fluxo estimado do estator ultrapassou o limite superior da banda de histerese, em consequência é necessário diminuir o fluxo do estator ou seja  $d\psi = 0$ . O comparador de dois níveis pode ser esboçado na Fig.3.10 e resumida pela seguinte equação:

$$d\psi = \begin{cases} 1 & \text{se } \Delta\psi_s \leq \psi_s^* - \hat{\psi}_s \\ 0 & \text{se } -\Delta\psi_s \geq \psi_s^* - \hat{\psi}_s \end{cases} \quad (3.24)$$

Para o torque eletromagnético o comparador com histerese é de três níveis, conhecido o erro do torque eletromagnético " $T_{em}^* - \hat{T}_{em}$ " o comparador determina se é necessário aumentar, diminuir ou manter o torque eletromagnético.

Quando o erro " $T_{em}^* - \hat{T}_{em}$ " é maior que " $\Delta T_{em}$ ", que é a metade da banda de histerese do torque eletromagnético (a banda de histerese do torque eletromagnético tem uma largura de  $2\Delta T_{em}$ ), o torque eletromagnético estimado é menor que o limite inferior da banda de histerese, então é necessário aumentar o torque eletromagnético ou seja  $dT_{em} = 1$ , por outro lado, quando o erro " $T_{em}^* - \hat{T}_{em}$ " é menor que " $-\Delta T_{em}$ ", o torque eletromagnético estimado ultrapassou o limite superior da banda de histerese, em consequência é necessário diminuir o torque eletromagnético ou seja  $dT_{em} = -1$ . No entanto, quando o erro " $T_{em}^* - \hat{T}_{em}$ " é menor igual ou maior igual a zero, isto quer dizer que o torque eletromagnético estimado se encontra no interior da banda de histerese, então não é necessária nenhuma mudança no torque eletromagnético ou seja  $dT_{em} = 0$ . O comparador de três níveis pode ser esboçado na Fig.3.3.2 e resumida pelas seguintes equações:

$$dT_{em} = \begin{cases} 1 & \text{se } \Delta T_{em} \leq T_{em}^* - \hat{T}_{em} \\ 0 & \text{se } 0 \geq T_{em}^* - \hat{T}_{em} \end{cases} \quad (3.25)$$

$$dT_{em} = \begin{cases} -1 & \text{se } -\Delta T_{em} \geq T_{em}^* - \hat{T}_{em} \\ 0 & \text{se } 0 \leq T_{em}^* - \hat{T}_{em} \end{cases} \quad (3.26)$$

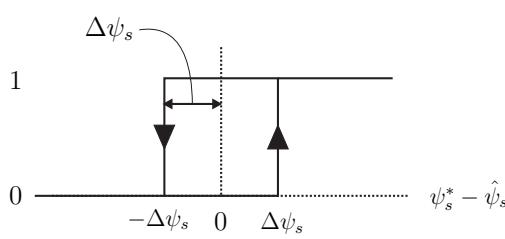


Fig. 3.10: Histerese para o Fluxo

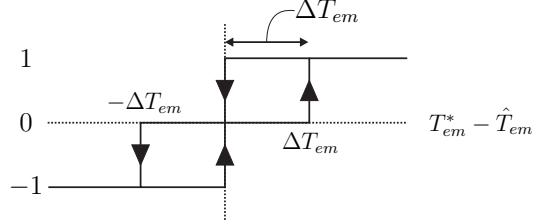


Fig. 3.11: Histerese para o Torque Eletromagnético

### Detecção do Setor do Fluxo

Uma das entradas da tabela de chaveamento otimizado é o setor na qual se encontra o fluxo do estator, para determinar este ângulo usa-se a função trigonométrica arco tangente entre as componentes do eixo imaginário  $\psi_q$  e do eixo real  $\psi_d$  do fluxo do estator, então:

$$\rho_s = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{qs}}{\psi_{ds}}\right) \quad (3.27)$$

$$\rho_s = \cos^{-1}\left(\frac{\psi_{ds}}{|\vec{\psi}_s|}\right) \quad (3.28)$$

$$\rho_s = \sin^{-1}\left(\frac{\psi_{qs}}{|\vec{\psi}_s|}\right) \quad (3.29)$$

Sendo que  $|\vec{\psi}_s| = \sqrt{\psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2}$ . Cada um dos setores tem sessenta graus que podem ser representadas pela seguinte expressão:

$$(2N - 3)\frac{\pi}{6} \leq \alpha(N) \leq (2N - 1)\frac{\pi}{6} \quad (3.30)$$

Com  $N=1,2,\dots,6$ ; para cada um dos seis setores. Aplicando as formulas anteriores pode-se obter o ângulo exato do vetor espacial do fluxo do estator como o eixo real e determinar o setor na qual se encontra o fluxo do estator.

### Tabela de Chaveamento Otimizado

O bloco tabela de chaveamento otimizado contém os vetores de chaveamento apropriados que serão aplicados no inversor, o escolha do vetor depende da saída dos comparadores com histerese (para o torque eletromagnético e o fluxo) e do setor onde se encontra o vetor espacial do fluxo concatenado do estator.

A entrada  $d\psi_s$  tem dois possíveis valores, 1 e 0 para um aumento e diminuição do fluxo do

Tab. 3.2: Tabela de Vetores de Chaveamento Otimizado

$d\psi$	$dT_{em}$	$\alpha(1)$ setor 1	$\alpha(2)$ setor 2	$\alpha(3)$ setor 3	$\alpha(4)$ setor 4	$\alpha(5)$ setor 5	$\alpha(6)$ setor 6
1	1	$\vec{u}_2$	$\vec{u}_3$	$\vec{u}_4$	$\vec{u}_5$	$\vec{u}_6$	$\vec{u}_1$
	0	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$
	-1	$\vec{u}_6$	$\vec{u}_1$	$\vec{u}_2$	$\vec{u}_3$	$\vec{u}_4$	$\vec{u}_5$
0	1	$\vec{u}_3$	$\vec{u}_4$	$\vec{u}_5$	$\vec{u}_6$	$\vec{u}_1$	$\vec{u}_2$
	0	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$	$\vec{u}_8$	$\vec{u}_7$
	-1	$\vec{u}_5$	$\vec{u}_6$	$\vec{u}_1$	$\vec{u}_2$	$\vec{u}_3$	$\vec{u}_4$

estator respectivamente, por outro lado, a entrada  $dT_{em}$  tem três possíveis valores, 1 para um aumento no torque eletromagnético, 0 para manter o torque eletromagnético sem mudanças e -1 para uma diminuição do torque eletromagnético. Uma terceira entrada é o setor do fluxo do estator  $\alpha(N)$  (com  $N=1,2,\dots,6$ ). Dependendo do setor onde se encontra o fluxo do estator sempre existe um vetor de chaveamento que minimiza os erros do torque eletromagnético e do fluxo do estator, isto pode ser resumido na tabela (Tab. 3.2).

### Cálculo da Tensão

No esquema original do controle direto de torque clássico[12] o vetor espacial da tensão  $\vec{u}_s$  era calculado através de uma transformação de coordenadas do sistema trifásico para o bifásico ( $ABC-\alpha\beta$ ), no entanto, com a finalidade de uniformizar todos os esquemas de controle analisados faremos uso deste bloco que calcula o vetor espacial de tensão  $\vec{u}_s$  a partir do valor do barramento CC e dos estados das chaves ( $S_a, S_b, S_c$ ). O vetor  $\vec{u}_s$  é determinado como em [17], isto é:

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} \left[ \left( S_a - \frac{S_b + S_c}{2} \right) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (S_b - S_c) \right] U_{cc} \quad (3.31)$$

Então para um determinado estado das chaves do inversor é possível determinar o vetor de tensão do estator nesse instante.

### Transformação $ABC - \alpha\beta$ para as Correntes

Através da transformação de Clark [18] as correntes trifásicas  $A, B$  e  $C$  podem ser representadas por suas componentes ortogonais equivalentes  $\alpha$  e  $\beta$  como mostrado na Fig. 3.12, isto é:

$$I_{\alpha\beta 0} = [T_{\alpha\beta 0}] I_{ABC} \quad (3.32)$$

Sendo que  $[T_{\alpha\beta 0}]$  é uma matriz de transformação. A componente "0", denominada componente de seqüência zero, é adicionada à matriz para que a transformação seja bi-direcional, a matriz é definida por:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Para calcular as componentes trifásicas a partir das componentes ortogonais usa-se a matriz inversa da matriz anterior, definida por:

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

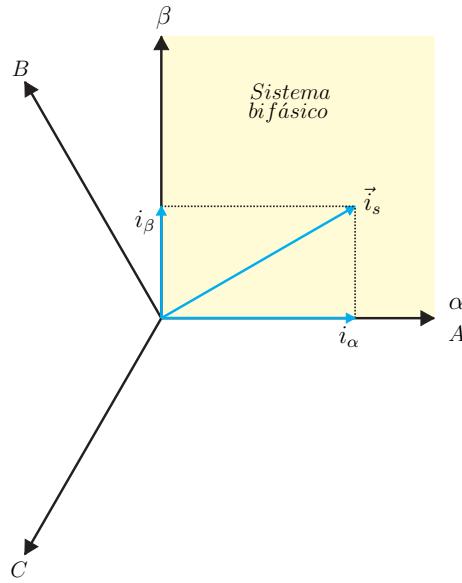


Fig. 3.12: Transformação de Coordenadas.

### Estimação do Torque Eletromagnético e do Fluxo de Estator

A partir da equação (2.80) pode ser estimado o vetor espacial do fluxo do estator, isto é:

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{u}_s - R_s \cdot \vec{i}_s) dt \quad (3.35)$$

Por outro lado, conhecido o vetor espacial do fluxo do estator e com as equações (2.82) e (2.83) calcula-se o vetor espacial do fluxo do rotor através da seguinte expressão:

$$\vec{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \vec{\psi}_s - \frac{L_s L_r}{L_m} \sigma \vec{i}_s \quad (3.36)$$

Sendo que  $\sigma = 1 - L_m / (L_s L_r)$ . Uma vez estimado o vetor espacial do fluxo do estator e conhecida o vetor espacial da corrente do estator é possível estimar o torque eletromagnético através da seguinte expressão:

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (3.37)$$

### Etapa de Potência

A Fig. 3.13 mostra a etapa de potência que será utilizada no controle direto de torque do motor de indução trifásico. O esquema apresentado na Fig. 3.9 proporciona os pulsos de controle para as seis chaves do inversor trifásico de dois níveis. O inversor é alimentado por um barramento CC ou Link CC que será utilizado para sintetizar as tensões necessárias para minimizar os erros do torque eletromagnético e do fluxo do estator. As correntes  $i_a$  e  $i_b$ , assim como a velocidade angular  $\omega_r$  serão medidos diretamente do MIT.

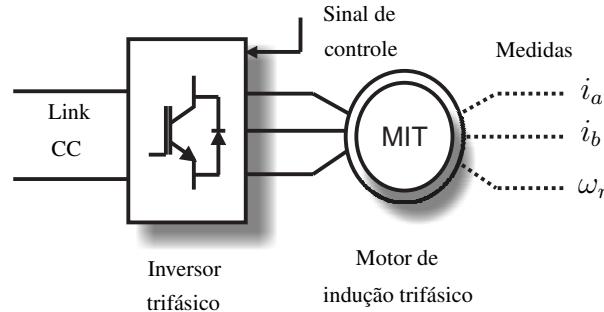


Fig. 3.13: Diagrama de Blocos da Etapa de Potência.

### 3.3.3 Vantagens e Desvantagens

As principais características do DTC são:

- Controle direto do torque e do fluxo (com a seleção dos vetores de chaveamento ótimo).
- Controle indireto das tensões e correntes do estator.
- Forma de onda do fluxo e da corrente do estator aproximadamente senoidais.
- Possibilidade para reduzir oscilações de torque, as oscilações de torque dependem da duração dos vetores de chaveamento nulos.

- Alto desempenho dinâmico.
- Frequência de chaveamento do inversor depende da largura das bandas de histerese do fluxo e do torque.

As principais vantagens do DTC são:

- Ausência de transformação de coordenadas.
- Ausência de bloco para a modulação da tensão.
- Ausência de um circuito de desacoplamento da tensão (necessária em acionadores com fontes de tensão).
- Ausência de vários controladores (p.e. no controle do motor de indução por fonte de tensão com PWM através de orientação por fluxo do rotor, há no mínimo quatro controladores)
- É necessário conhecer unicamente o setor na qual se encontra o fluxo e não a posição exata do fluxo evitando o uso de funções trigonométricas no algoritmo que reduz o custo computacional.
- Menor tempo de resposta do torque.

No entanto, as principais desvantagens são:

- Possíveis problemas durante a partida e em operações de baixa velocidade e durante alterações na referência do torque.
- Necessidade de estimador de torque e de fluxo (mesmo problema existe no controle vetorial)
- Frequência de chaveamento variável.
- Alta ondulação do torque (alto ripple).

### 3.4 Inversor de dois Níveis com Modulação por Vetores Espaciais

Nos esquemas de controle que serão analisados no decorrer deste capítulo e no seguinte utiliza-se a estratégia de modulação por vetores espaciais com a finalidade de diminuir a ondulação do torque e a distorção harmônica total da corrente, por conseguinte é necessário entender o funcionamento e os fundamentos que regem seu comportamento. Tem-se o inversor trifásico de dois níveis (Fig. 3.14) cujo estado das chaves segue a seguinte lógica.

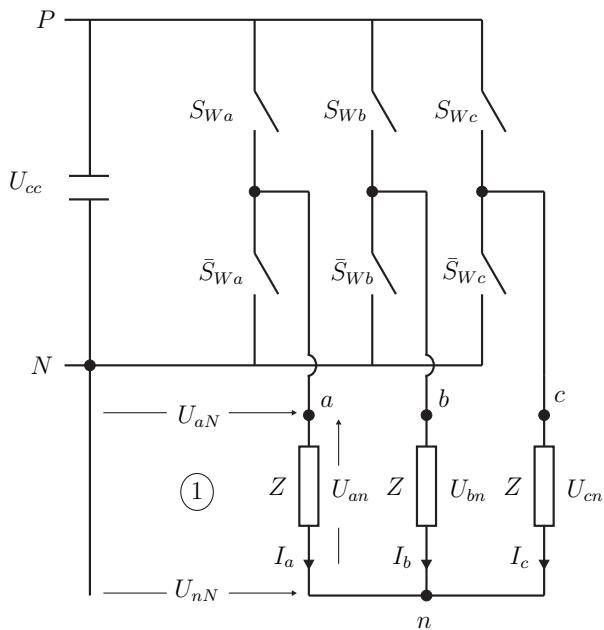


Fig. 3.14: Inversor Trifásico com Carga em Configuração Estrela

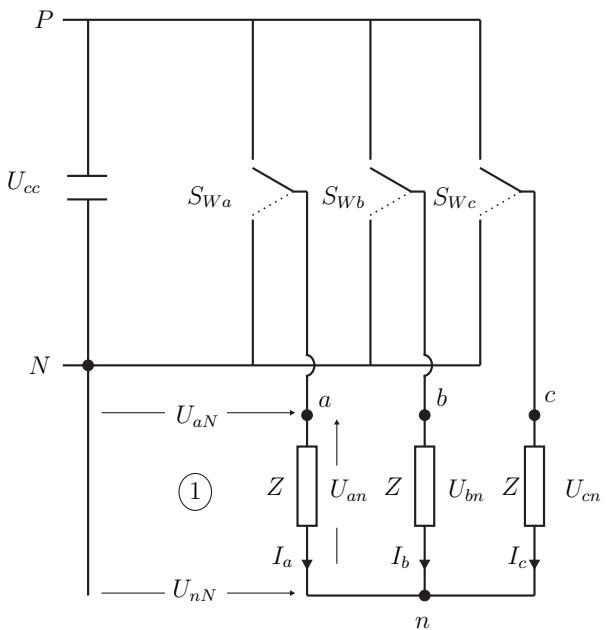


Fig. 3.15: Inversor Trifásico Simplificado com Carga em Configuração Estrela

$$S_{Wi} = \begin{cases} 1, & \text{a chave } S_{Wi} \text{ está ligada e a chave } \bar{S}_{Wi} \text{ está desligada} \\ 0, & \text{a chave } S_{Wi} \text{ está desligada e a chave } \bar{S}_{Wi} \text{ está ligada} \end{cases} \quad (3.38)$$

Sendo  $i$  pode adotar os seguintes valores  $i = a, b, c$ . A chave  $\bar{S}_{Wi}$  é o complemento da chave  $S_{Wi}$ , então pode-se considerar um esquema simplificado do inversor com unicamente três chaves [Fig. 3.15], a partir das três chaves tem-se oito possíveis vetores de chaveamento, como mostrados na Tab. 3.3.

Tab. 3.3: Vetores de Chaveamento

Vetor	$S_{Wa}$	$S_{Wb}$	$S_{Wc}$
$\vec{S}_0$	0	0	0
$\vec{S}_1$	1	0	0
$\vec{S}_2$	1	1	0
$\vec{S}_3$	0	1	0
$\vec{S}_4$	0	1	1
$\vec{S}_5$	0	0	1
$\vec{S}_6$	1	0	1
$\vec{S}_7$	1	1	1

A partir do estado da chave  $S_{Wa}$  tem-se a seguinte expressão para a tensão  $U_{aN}$ :

$$U_{aN} = \begin{cases} U_{cc} & , \text{ para } S_{Wa} = 1 \\ 0 & , \text{ para } S_{Wa} = 0 \end{cases} \quad (3.39)$$

Da equação (3.39), tem-se que:

$$U_{aN} = S_{Wa} \cdot U_{cc} \quad (3.40)$$

Repetindo o procedimento anterior para as outras fases, obtemos:

$$\begin{aligned} U_{aN} &= S_{Wa} \cdot U_{cc} \\ U_{bN} &= S_{Wb} \cdot U_{cc} \\ U_{cN} &= S_{Wc} \cdot U_{cc} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Analizando a malha de tensão 1 da Fig. 3.14, pode-se observar que:

$$U_{aN} = I_a \cdot Z + U_{nN} \quad (3.42)$$

Da mesma forma para as outras fases, considerando que é uma carga balanceada (impedâncias iguais).

$$\begin{aligned} U_{aN} &= I_a \cdot Z + U_{nN} \\ U_{bN} &= I_b \cdot Z + U_{nN} \\ U_{cN} &= I_c \cdot Z + U_{nN} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Somando o conjunto de equações (3.43), tem-se que:

$$U_{aN} + U_{bN} + U_{cN} = (I_a + I_b + I_c) \cdot Z + 3 \cdot U_{nN} \quad (3.44)$$

Para uma carga equilibrada tem-se que  $I_a + I_b + I_c = 0$ , então simplificando a equação (3.44), tem-se:

$$\begin{aligned} U_{aN} + U_{bN} + U_{cN} &= 3 \cdot U_{nN} \\ U_{nN} &= \frac{1}{3} (U_{aN} + U_{bN} + U_{cN}) \end{aligned} \quad (3.45)$$

A partir da malha de tensão 1 da Fig. 3.14, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 U_{aN} &= U_{an} + U_{nN} \\
 U_{an} &= U_{aN} - U_{nN} \\
 U_{an} &= U_{aN} - \left[ \frac{1}{3}(U_{aN} + U_{bN} + U_{cN}) \right] \\
 U_{an} &= \frac{2}{3}U_{aN} - \frac{1}{3}U_{bN} - \frac{1}{3}U_{cN}
 \end{aligned} \tag{3.46}$$

Substituindo (3.41) em (3.46), tem-se:

$$\begin{aligned}
 U_{an} &= \frac{2}{3}(S_{Wa} \cdot U_{cc}) - \frac{1}{3}(S_{Wb} \cdot U_{cc}) - \frac{1}{3}(S_{Wc} \cdot U_{cc}) \\
 U_{an} &= \frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wa} - S_{Wb} - S_{Wc})
 \end{aligned} \tag{3.47}$$

De forma semelhante para as fases *b* e *c*, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 U_{bn} &= \frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wb} - S_{Wa} - S_{Wc}) \\
 U_{cn} &= \frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wc} - S_{Wa} - S_{Wb})
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

A forma matricial das equações (3.47) e (3.48) é:

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Wa} \\ S_{Wb} \\ S_{Wc} \end{bmatrix} \tag{3.49}$$

A partir das tensões de fase calculamos as tensões de linha (fase a fase) em função dos estados das chaves, então:

$$\begin{aligned}
 U_{ab} &= U_{an} - U_{bn} \\
 U_{ab} &= \left[ \frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wa} - S_{Wb} - S_{Wc}) \right] - \left[ \frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wb} - S_{Wa} - S_{Wc}) \right] \\
 U_{ab} &= U_{cc}(S_{Wa} - S_{Wb})
 \end{aligned} \tag{3.50}$$

Da mesma forma obtém-se as expressões para as fases *b* e *c*, então:

$$\begin{aligned} U_{bc} &= U_{cc}(S_{Wb} - S_{Wc}) \\ U_{ca} &= U_{cc}(S_{Wc} - S_{Wa}) \end{aligned} \quad (3.51)$$

A forma matricial das equações (3.50) e (3.51), é:

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{cc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Wa} \\ S_{Wb} \\ S_{Wc} \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Das equações (3.49) e (3.52) pode-se concluir que tanto as tensões de fase como as tensões de linha depende diretamente dos estado das chaves (ligado ou desligado).

Para calcular os vetores espaciais das tensões a partir dos vetores de chaveamento, substituiremos os vetores de chaveamento na equação (3.52) para obter os respectivos valores das tensões de linha e aplicaremos a definição de vetor espacial para obter os respectivos vetores espaciais representativo das tensões de linha.

Então para o caso quando o vetor de chaveamento é  $\vec{S}_1(100)$ , tem-se que:

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_{cc} \\ U_{bc} &= 0 \\ U_{ca} &= -U_{cc} \end{aligned} \quad (3.53)$$

Pela definição de vetor espacial sabe-se que:

$$\vec{U}_1 = K [U_{ab} + U_{bc} \cdot \bar{a} + U_{ca} \cdot \bar{a}^2] \quad (3.54)$$

sendo que:  $K = 2/3$  para o caso variante em potência,  $\bar{a}$  e  $\bar{a}^2$  são operadores espaciais definidos como:

$$\begin{aligned} \bar{a} &= e^{j2\pi/3} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \bar{a}^2 &= e^{j4\pi/3} = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned}$$

Substituindo os valores das tensões de linha obtidas na equação (3.53) em (3.54), o vetor espacial da tensão pode-se escrever como:

$$\begin{aligned}
\vec{U}_1 &= \frac{2}{3} [U_{cc} + 0 \cdot \bar{a} + (-U_{cc}) \cdot \bar{a}^2] \\
\vec{U}_1 &= \frac{2}{3} U_{cc} \left[ 1 - \left( -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] \\
\vec{U}_1 &= \frac{2}{3} U_{cc} \left[ \frac{3}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right] \\
\vec{U}_1 &= \frac{2}{3} \sqrt{3} U_{cc} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2} \right] \\
\vec{U}_1 &= \frac{2}{3} \sqrt{3} U_{cc} \cdot e^{j\pi/6}
\end{aligned} \tag{3.55}$$

Observa-se que o módulo do vetor de tensão  $\vec{U}_1$  representativo das tensões de linha quando é aplicado o vetor de chaveamento  $\vec{S}_1(100)$  é  $|\vec{U}_1| = \frac{2}{3} \sqrt{3} U_{cc}$  e o ângulo com o eixo  $U_{ab}$  é  $\angle \vec{U}_1 = \frac{\pi}{6}$  (Fig. 3.16).

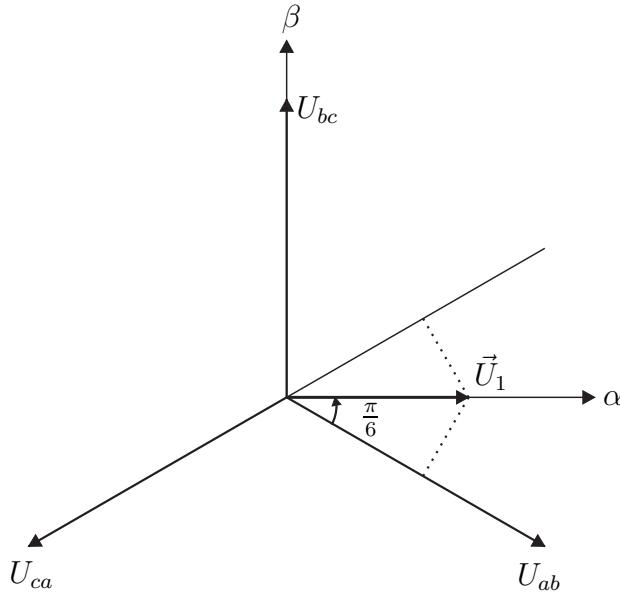


Fig. 3.16: Vetor Espacial  $\vec{U}_1$

Na tabela (3.4) observa-se a relação dos outros vetores de chaveamento com seus respectivos vetores de tensão.

Com ajuda da tabela 3.4 pode-se generalizar uma expressão para obter os vetores espaciais da tensão de linha, então:

$$U_n = \begin{cases} \frac{2}{3} \sqrt{3} U_{cc} \cdot e^{j(2n-1)\frac{\pi}{6}} & , n = 1, \dots, 6 \\ 0 & , n = 0, 7 \end{cases} \tag{3.56}$$

Tab. 3.4: Vetores Espaciais de Tensão

Vetor de Chaveamento	Tensão de Linha	Vetor de Tensão		
	$U_{ab}$	$U_{bc}$	$U_{ca}$	
$\vec{S}_1(100)$	$U_{cc}$	0	$-U_{cc}$	$\vec{U}_1 = \frac{2}{3}\sqrt{3}U_{cc} \cdot e^{j\pi/6}$
$\vec{S}_2(110)$	0	$U_{cc}$	$-U_{cc}$	$\vec{U}_2 = \frac{2}{3}\sqrt{3}U_{cc} \cdot e^{j3\pi/6}$
$\vec{S}_3(010)$	$-U_{cc}$	$U_{cc}$	0	$\vec{U}_3 = \frac{2}{3}\sqrt{3}U_{cc} \cdot e^{j5\pi/6}$
$\vec{S}_4(011)$	$-U_{cc}$	0	$U_{cc}$	$\vec{U}_4 = \frac{2}{3}\sqrt{3}U_{cc} \cdot e^{j7\pi/6}$
$\vec{S}_5(001)$	0	$-U_{cc}$	$U_{cc}$	$\vec{U}_5 = \frac{2}{3}\sqrt{3}U_{cc} \cdot e^{j9\pi/6}$
$\vec{S}_6(101)$	$U_{cc}$	$-U_{cc}$	0	$\vec{U}_6 = \frac{2}{3}\sqrt{3}U_{cc} \cdot e^{j11\pi/6}$
$\vec{S}_0(000)$	0	0	0	$\vec{U}_0 = 0$
$\vec{S}_7(111)$	0	0	0	$\vec{U}_7 = 0$

Do anterior conclui-se que existem seis vetores de tensão ativos  $\vec{U}_1, \vec{U}_2, \vec{U}_3, \vec{U}_4, \vec{U}_5, \vec{U}_6$  e dois vetores nulos  $\vec{U}_0, \vec{U}_7$ . Também é possível ter uma representação gráfica dos vetores de tensão ativos e nulos como mostrado na figura (3.17), observa-se também que o hexágono foi dividido em seis setores bem definidos.

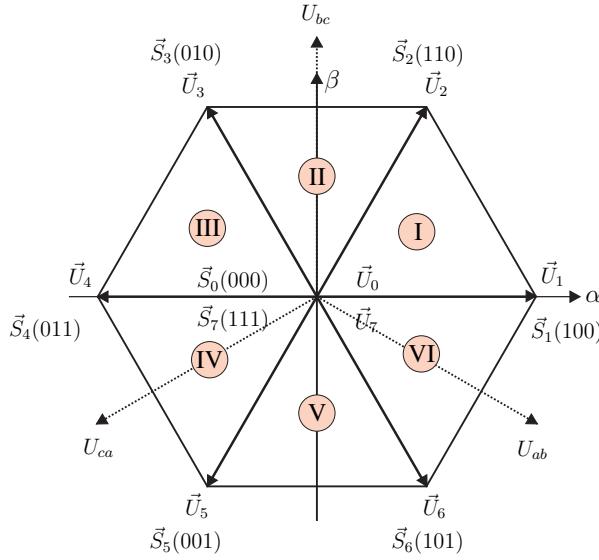


Fig. 3.17: Vetores de Chaveamento e Vetores de Tensão

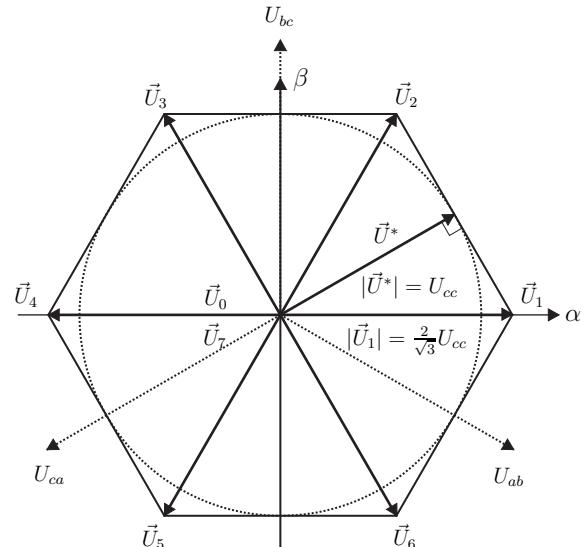
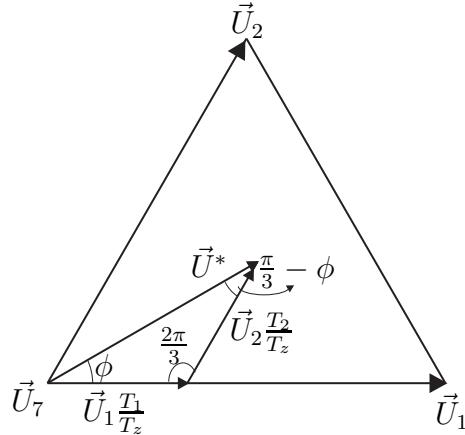


Fig. 3.18: Limiar Para Uma Onda Senoidal

Para conseguir sintetizar uma forma de onda senoidal nas tensões de linha trifásicas, a máxima amplitude dos vetores espaciais está limitada ao valor do barramento CC ( $U_{cc}$ ) formando um círculo inscrito no hexágono cujo raio é  $U_{cc}$  (Fig. 3.18).

Consideremos o vetor tensão  $\vec{U}^*$  a ser sintetizado, este vetor está no setor I (3.19), considera-se também que para um período de chaveamento suficientemente pequeno, tem-se que:

Fig. 3.19: Componentes do Vetor de Tensão  $\vec{U}^*$  no Setor I

$$\int_0^{T_z} \vec{U}^* dt \simeq \int_0^{T_z} \vec{U} dt = \int_0^{T_1} \vec{U}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{U}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \vec{U}_7 dt \quad (3.57)$$

Para uma frequência de chaveamento suficientemente alta se considera que o vetor de tensão  $\vec{U}^*$  assim como os vetores  $\vec{U}_1$  e  $\vec{U}_2$  são constantes, e que  $\vec{U}_7 = 0$ , então:

$$\begin{aligned} \vec{U}^* \cdot T_z &= \vec{U}_1 \cdot T_1 + \vec{U}_2 \cdot T_2 \\ \vec{U}^* &= \vec{U}_1 \frac{T_1}{T_z} + \vec{U}_2 \frac{T_2}{T_z} \end{aligned} \quad (3.58)$$

Aplicando a lei dos senos no triângulo formado por  $\vec{U}^*$ ,  $\vec{U}_1 \frac{T_1}{T_z}$  e  $\vec{U}_2 \frac{T_2}{T_z}$  [Fig. 3.19], tem-se que:

$$\frac{|\vec{U}^*|}{\sin(\frac{2\pi}{3})} = \frac{|\vec{U}_1| \frac{T_1}{T_z}}{\sin(\frac{\pi}{3} - \phi)} = \frac{|\vec{U}_2| \frac{T_2}{T_z}}{\sin(\phi)} \quad (3.59)$$

A partir da equação (3.59), obtém-se as seguintes igualdades:

$$T_1 = \frac{|\vec{U}^*|}{|\vec{U}_1|} \cdot T_z \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \phi)}{\sin(\frac{2\pi}{3})} \quad (3.60)$$

$$T_2 = \frac{|\vec{U}^*|}{|\vec{U}_2|} \cdot T_z \frac{\sin(\phi)}{\sin(\frac{2\pi}{3})} \quad (3.61)$$

Define-se que  $a = \frac{|\vec{U}^*|}{|\vec{U}_1|} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{U}^*|}{U_{cc}}$ , sendo que o módulo do vetor de tensão  $|\vec{U}_1| = \frac{2}{3}\sqrt{3}U_{cc}$ . Quando  $|\vec{U}^*| = U_{cc}$  (para uma onda senoidal) tem-se que  $a = 0.87$ , então conclui-se que com um índice de modulação de 87% tem-se uma onda senoidal com o máximo aproveitamento do barramento CC

(considerando  $a$  como índice de modulação) [19].

## 3.5 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator

### 3.5.1 Descrição de Funcionamento

O esquema de controle mostrado na Fig. 3.20, tem duas malhas de controle, uma para o fluxo do estator e outra para o torque eletromagnético. A saída do controlador PI, cuja entrada é o erro do torque eletromagnético " $T_{em}^* - \hat{T}_{em}$ ", mais o termo de desacoplamento  $\omega_s |\hat{\psi}_s|$  proporcionam o valor da tensão  $u_{qs}^*$  necessária para minimizar o erro do torque eletromagnético. Por outro lado, a saída do controlador PI, cuja entrada é o erro do fluxo do estator " $\psi_s^* - \hat{\psi}_s$ ", proporcionam o valor da tensão  $u_{ds}^*$  necessária para minimizar o erro do fluxo do estator. Com o ângulo do fluxo do estator  $\theta_{\psi_s}$  com o eixo real estacionário, o bloco de transformação de coordenadas  $d - q/\alpha - \beta$  transforma as tensões  $u_{ds}^*$  e  $u_{qs}^*$ , que estão no sistema de referência fixado no fluxo do estator, para o sistema de referência estacionário. A tensão resultante da transformação será modulada através do bloco de modulação por vetores espaciais (SVM) para finalmente ser sintetizado pelo inversor.

### 3.5.2 Descrição Detalhada do Esquema de Controle

O esquema de controle DTC-SVM, com orientação do fluxo do estator, mostrado no diagrama de blocos da Fig. 3.20, tem: dois controladores PI, dois blocos para transformação de coordenadas, um bloco para modulação por vetores espaciais, um bloco para o cálculo da tensão do estator a partir do estado das chaves e um bloco para estimação do torque eletromagnético e do fluxo. Em seguida serão descritos cada um dos blocos separadamente.

#### Controladores PI

No sistema de referência alinhado com o fluxo do estator, a componente imaginária do fluxo do estator é zero [Fig. 3.21]. O vetor espacial do fluxo do estator  $\vec{\psi}_s$ , que gira com uma velocidade angular  $\omega_s$ , pode ser representado em função das componentes  $qd$ , isto é:

$$\vec{\psi}_s = \psi_{ds} + j\psi_{qs} \quad (3.62)$$

Considerando que  $\psi_s = \psi_{ds}$  e  $\psi_{qs} = 0$  tem-se que as componentes do eixo real e imaginário da tensão do estator, no sistema de referência alinhado com o fluxo do estator, são dadas por:

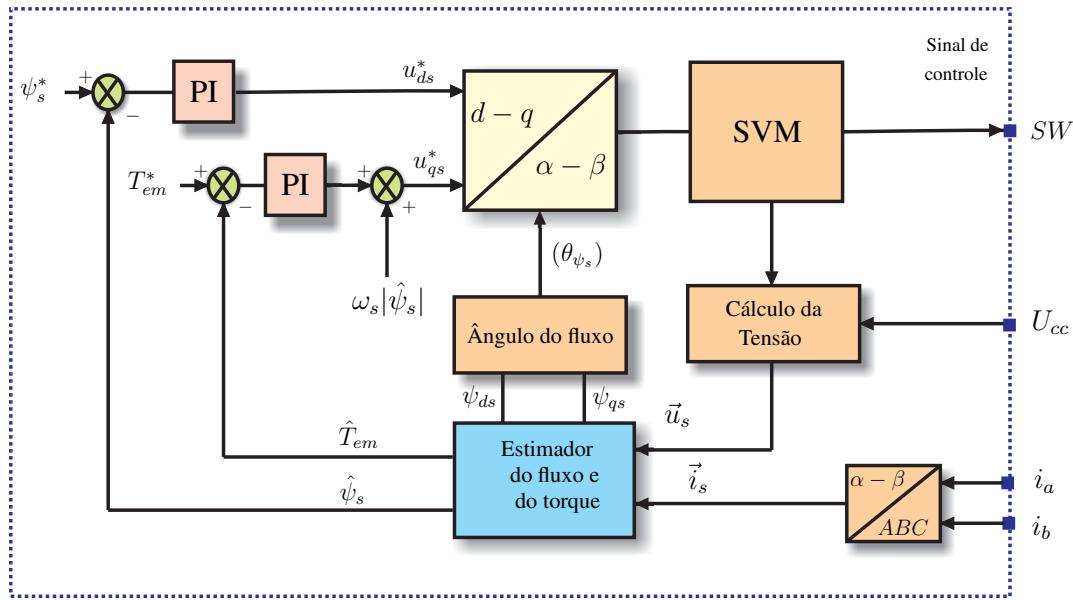


Fig. 3.20: Esquema de Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator.

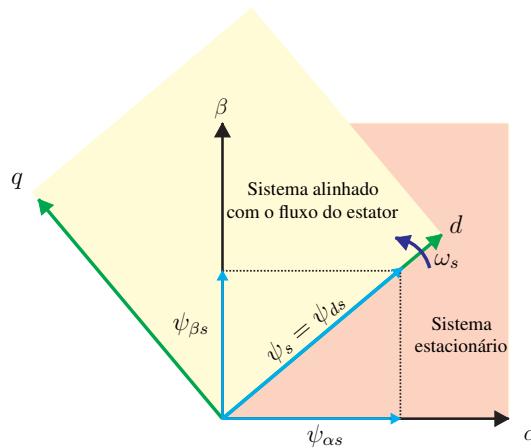


Fig. 3.21: Sistema de Referência Alinhado com o Fluxo do Estator.

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (3.63)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \psi_s \quad (3.64)$$

Sendo que  $R_s$  é a resistência do estator,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  são a corrente no eixo real e imaginário do estator respectivamente. O torque eletromagnético é calculado pela seguinte expressão no sistema de referência alinhado com o fluxo do estator:

$$T_{em} = \frac{3P}{2}\psi_s i_{qs} \quad (3.65)$$

$$i_{qs} = \frac{2}{3P} \frac{T_{em}}{\psi_s} \quad (3.66)$$

Substituindo (3.66) em (3.64), tem-se que:

$$u_{qs} = \frac{2}{3P} R_s \frac{T_{em}}{\psi_s} + \omega_s \psi_s \quad (3.67)$$

Então, através do erro do fluxo do estator e do torque eletromagnético é possível produzir os valores desacoplados de referência, das componentes real e imaginário, do vetor espacial da tensão do estator através dos controladores PI com a finalidade de minimizar os erros do fluxo do estator e do torque eletromagnético [20], [14].

Observa-se a partir da equação (3.63) que o fluxo do estator é controlado através da componente real  $u_{ds}$  do vetor espacial da tensão do estator. Para cada período de amostragem  $T_s$ , a equação (3.63) pode-se aproximar por:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \Delta\psi_s / T_s \quad (3.68)$$

Para o caso quando o MIT opera em altas velocidades  $R_s i_{ds}$  pode ser desprezado e a tensão pode chegar a ser proporcional com a mudança do fluxo do estator  $\Delta\psi_s$  e com a frequência de chaveamento  $1/T_s$ . No entanto, a baixas velocidades  $R_s i_{ds}$  não é desprezível. Então, para evitar o uso de uma transformação de coordenadas para calcular a corrente no sistema de referência alinhado com fluxo do estator e calcular a queda na resistência do estator, será utilizado um controlador PI para a malha de controle do fluxo do estator, então:

$$u_{ds}^* = (K_{P\psi} + K_{I\psi}/s)(\psi_s^* - \hat{\psi}_s) \quad (3.69)$$

Na equação (3.67) tem-se que a componente imaginária  $u_{qs}$  do vetor espacial da tensão do estator, se o termo  $\omega_s \psi_s$  fosse des-acoplado, controla o torque eletromagnético. Uma forma simples de realizar o desacoplamento é somar o termo dependente da velocidade  $\omega_s \psi_s$  à saída do controlador do torque eletromagnético, isto é:

$$u_{qs}^* = (K_{PT_{em}} + K_{IT_{em}}/s)(T_{em}^* - \hat{T}_{em}) + \omega_s \psi_s \quad (3.70)$$

Em [21] a velocidade do fluxo do estator  $\omega_s$  é calculado no sistema de referência estacionário a partir de duas estimativas sucessivas do fluxo do estator  $\psi_s(k)$  e  $\psi_s(k+1)$ , ou seja:

$$\omega_s = (\psi_{ds(k)}\psi_{qs(k+1)} - \psi_{qs(k)}\psi_{ds(k+1)})/(\psi_{s(k+1)}^2 T_s) \quad (3.71)$$

Sendo que  $T_s$  é o período de amostragem. A precisão do cálculo de  $\omega_s$  não é importante, pelo fato de existir um controlador PI na malha de controle do torque eletromagnético [21]. Este controlador corrige o torque eletromagnético se o ultimo termo da equação (3.67) fosse estimada de forma errada.

### Cálculo do ângulo do Fluxo do Estator

A partir das componentes real e imaginária do fluxo estimado do estator calcula-se o ângulo do fluxo do estator com o eixo real do sistema de referência estacionário, isto é:

$$\theta_{\psi_s} = \arctan\left(\frac{\psi_{qs}}{\psi_{ds}}\right) \quad (3.72)$$

Sendo que  $\theta_{\psi_s}$ ,  $\psi_{qs}$  e  $\psi_{ds}$  são o ângulo e as componentes real e imaginária do fluxo do estator representados no sistema de referência estacionário.

### Transformação de Coordenadas d-q para $\alpha - \beta$

O vetor espacial da tensão do estator  $\vec{u}_s$  no sistema de referência alinhado com o fluxo do estator escreve-se como:

$$\vec{u}_s = |\vec{u}_s|e^{j\theta_{u_s}} = u_{ds} + j u_{qs} \quad (3.73)$$

Sendo que  $\theta_{u_s}$ ,  $\psi_{qs}$  e  $\psi_{ds}$  são o ângulo e as componentes real e imaginária do fluxo do estator representados no sistema de referência alinhado com o fluxo do estator.

O vetor espacial da tensão do estator  $\vec{u}_s$  pode ser expressado no sistema de referência estacionário da seguinte forma:

$$\vec{u}'_s = \vec{u}_s e^{j\theta_{\psi_s}} = |\vec{u}_s|e^{j(\theta_{u_s} + \theta_{\psi_s})} = u'_{ds} + j u'_{qs} \quad (3.74)$$

Observa-se da equação anterior que é necessário somar os ângulos  $\theta_{u_s}$  e  $\theta_{\psi_s}$  que são o ângulo do vetor espacial da tensão do estator em relação ao sistema alinhado com o fluxo do estator e o ângulo do fluxo do estator em relação ao sistema estacionário respectivamente.

### Blocos Comuns com o Esquema Anterior

Uma explicação detalhada dos blocos para o cálculo da tensão do estator, para a transformação de coordenadas ABC para  $\alpha - \beta$  e para a estimativa do torque eletromagnético e do fluxo do estator

encontram-se na seção 3.3, do mesmo modo a etapa de potência usado neste esquema é o mesmo do esquema anterior.

### **3.5.3 Vantagens e Desvantagens**

As principais características do DTC-SVM com orientação do fluxo do estator são:

- Controle direto do fluxo e do torque.
- Controle indireto das tensões e correntes do estator.
- Forma de onda do fluxo e da corrente do estator aproximadamente senoidais.
- Pequenas oscilações de torque.
- Alto desempenho dinâmico.
- Frequência de chaveamento constante, através da modulação por vetores espaciais, para o comando das chaves do inversor.

As principais vantagens do DTC-SVM com orientação do fluxo do estator são:

- Baixas oscilações do torque (baixo ripple).
- Frequência de chaveamento constante.
- Menor tempo de resposta do torque.

No entanto, as principais desvantagens são:

- Presença de um bloco para a modulação da tensão.
- Presença de transformação de coordenadas.
- Possíveis problemas durante a partida, em operações de baixa velocidade e durante alterações na referência do torque.
- Necessidade de estimador de torque e de fluxo (mesmo problema existe no controle vetorial)
- Necessidade da posição exata do fluxo do estator aumentando o custo computacional no uso de funções trigonométricas.
- Presença de dois controladores PI.
- Necessidade de circuitos de desacoplamento de tensão (necessária em acionadores com fontes de tensão).

## **3.6 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Malhas de Controle em Cascata**

### **3.6.1 Descrição de Funcionamento**

O esquema de controle mostrado na Fig. 3.22, tem uma malha de controle para o torque eletromagnético e em cascata tem-se o controle do fluxo. A saída do controlador PI, cuja entrada é o erro do torque eletromagnético " $T_{em}^* - \hat{T}_{em}$ ", proporciona o valor do ângulo de carga  $\gamma^*$  de tal forma a minimizar o erro do torque eletromagnético. O ângulo  $\gamma^*$  junto com o módulo do fluxo de referência do estator  $|\vec{\psi}_s^*|$  e o ângulo do vetor espacial do fluxo do rotor  $\angle \vec{\psi}_r$  é possível calcular o vetor espacial do fluxo de referência do estator  $\vec{\psi}_s^*$ . Este valor é comparado com o vetor espacial do fluxo estimado do estator e a partir do erro é calculado o vetor espacial da tensão de referência do estator  $\vec{u}_s^*$ . Esta tensão de referência será modulada através do bloco de modulação por vetores espaciais (SVM) para finalmente ser sintetizado pelo inversor.

### **3.6.2 Descrição Detalhada do Esquema de Controle**

No esquema de controle DTC-SVM e malhas de controle em cascata, mostrado no diagrama de blocos da Fig. 3.22, observa-se a presença dos seguintes elementos: um controlador PI para o torque, um bloco para o cálculo do vetor espacial do fluxo de referência do estator, um bloco para modulação por vetores espaciais, um bloco para transformação de coordenadas trifásico para bifásico e um bloco para estimação do torque eletromagnético e do vetor espacial do fluxo do estator. A continuação serão descritos cada um dos blocos separadamente.

#### **Fundamento teórico**

A relação básica entre o torque eletromagnético e os vetores espaciais dos fluxos do estator e do rotor escreve-se como:

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \frac{k_r}{\sigma L_s} \vec{\psi}_s \times \vec{\psi}_r \quad (3.75)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \frac{k_r}{\sigma L_s} |\vec{\psi}_s| \cdot |\vec{\psi}_r| \sin(\gamma) \quad (3.76)$$

Sendo que  $\gamma$ , conhecido como ângulo de carga, é o ângulo entre os vetores espaciais do fluxo do estator e do rotor como mostrado na Fig. 3.23,  $P$  é o número de pares de pólos do motor e  $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$  é o fator de dispersão. Por outro lado Considere que  $k_r = L_m/L_s$ . A partir da

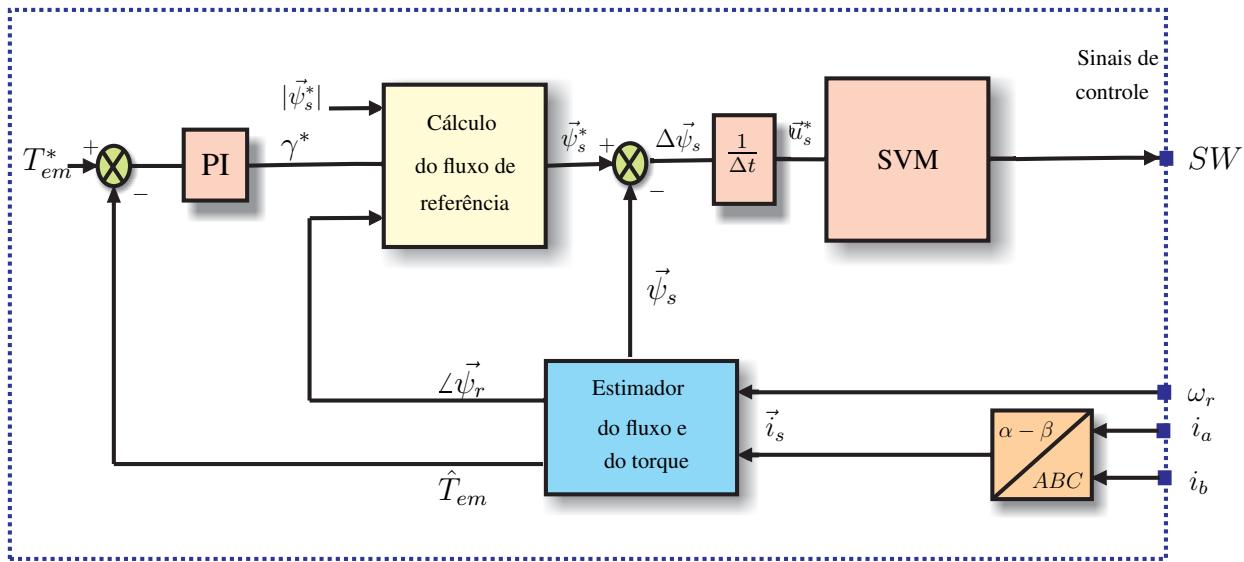


Fig. 3.22: Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais (DTC-SVM) com Controle de Torque em Malha Fechada.

equação (3.76) tem-se que é possível controlar a velocidade e o torque eletromagnético diretamente atuando sobre o ângulo de carga [3].

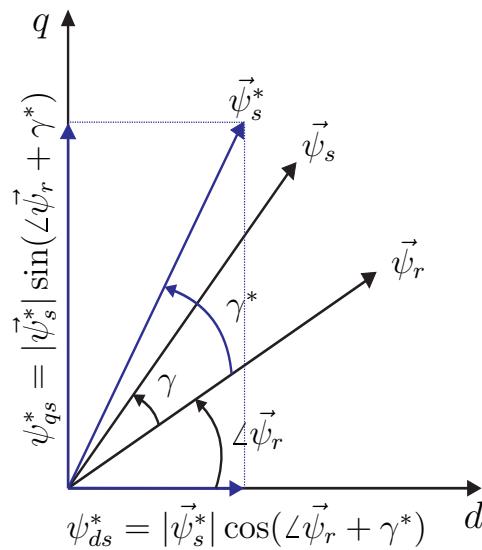


Fig. 3.23: Ângulo de Carga  $\gamma^*$  Entre os Vetores Espaciais  $\vec{\psi}_s^*$  e  $\vec{\psi}_r$  no Sistema de Referência Estacionário.

Se o tempo de amostragem é suficientemente pequeno, tal que o vetor espacial da tensão do estator aplicado no motor possa manter constante o valor do fluxo do estator no valor de referência, então o fluxo do rotor também é considerada constante, isto é porque 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 100ms para máquinas de pequena potência e para máquinas maiores o seu valor é ainda mais elevado [15]. Considerando constante o módulo do fluxo do estator, o módulo do fluxo do rotor é praticamente constante. Assim, se os módulos do fluxo do estator e rotor fossem considerados constantes, então o torque eletromagnético (equação (3.76)) pode ser controlado variando o ângulo  $\gamma$  na direção requerida (o qual é determinada pelo torque de referência). O ângulo  $\gamma$  pode ser fácil e rapidamente modificado pelo chaveamento apropriado do vetor espacial da tensão do estator [16].

Por simplicidade a queda na resistência do estator pode ser desprezada na equação (2.80). Então  $d\vec{\psi}_s/dt = \vec{u}_s$ . durante um pequeno período  $\Delta t$ , quando o vetor espacial da tensão do estator é aplicado, tem-se que:

$$\Delta\vec{\psi}_s \approx \vec{u}_s \cdot \Delta t \quad (3.77)$$

Observa-se o vetor espacial do fluxo do estator varia  $\Delta\vec{\psi}_s$  na direção do vetor espacial da tensão do estator a uma velocidade que é proporcional à magnitude do vetor espacial da tensão do estator. Com a escolha adequada do vetor espacial da tensão do estator em cada período de amostragem é possível mudar o fluxo do estator na direção desejada.

O objetivo deste esquema é selecionar o vetor espacial de tensão do estator apropriado que controle o vetor espacial do fluxo do estator para atingir o ângulo de carga de referência e em consequência controlar o torque eletromagnético desejado.

### Cálculo do Fluxo de Referência do Estator

Como mostrado na Fig. 3.23, no sistema de referência estacionário, o fluxo de referência do estator  $\vec{\psi}_s^*$  é descomposto nas componentes perpendiculares  $\psi_{ds}^*$  e  $\psi_{qs}^*$ . A soma do ângulo de carga " $\gamma^*$ ", proporcionado pelo controlador PI, e o ângulo do vetor espacial do fluxo estimado do rotor " $\angle\vec{\psi}_r$ " resulta no ângulo final do vetor espacial do fluxo de referência do estator.

Neste trabalho, a magnitude do vetor espacial do fluxo de referência do estator é considerado constante. Então tem-se a seguinte relação para o cálculo do vetor espacial do fluxo do estator:

$$\vec{\psi}_s^* = |\vec{\psi}_s^*| \cos(\gamma^* + \angle\vec{\psi}_r) + j|\vec{\psi}_s^*| \sin(\gamma^* + \angle\vec{\psi}_r) \quad (3.78)$$

### Estimação do Torque Eletromagnético e do Fluxo do Estator

A partir da estimação do fluxo do rotor é possível estimar o fluxo do estator e o torque eletromagnético [Fig. 3.24]. Em [3] a estimação do vetor espacial do fluxo do rotor baseado no modelo do rotor

é implementado no sistema de referência estacionário, isto é:

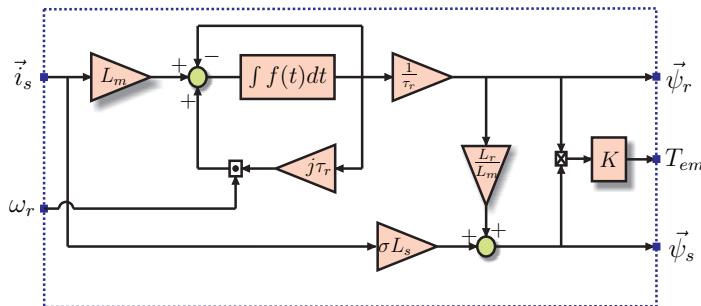


Fig. 3.24: Estimador de Fluxo do Estator e Torque Eletromagnético.

$$\hat{\psi}_r = \frac{1}{\tau_r} \int (L_m \vec{i}_s - (1 - j\tau_r \omega_r) \hat{\psi}_r) dt \quad (3.79)$$

Entanto que o fluxo do estator é calculado através de:

$$\hat{\psi}_s = \sigma L_s \vec{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \hat{\psi}_r \quad (3.80)$$

Através dos vetores espaciais do fluxo do estator e do rotor calcula-se seus respectivos ângulos. O torque eletromagnético pode ser estimado usando a equação (3.75), utilizando a definição de produto vetorial:

$$\vec{\psi}_s \times \vec{\psi}_r = \psi_{\alpha s} \psi_{\beta r} - \psi_{\beta s} \psi_{\alpha r} \quad (3.81)$$

O estimador de fluxo do estator e torque eletromagnético é mostrado na Fig. 3.24, sendo que  $K = 3P k_r / (2\sigma L_s)$ .

### Blocos Comuns com o Esquema Anterior

Uma explicação detalhada da transformação de coordenadas ABC para  $\alpha - \beta$  encontram-se na seção 3.5, do mesmo modo a etapa de potência usado neste esquema é o mesmo do esquema anterior.

### 3.6.3 Vantagens e Desvantagens

As principais características do DTC-SVM com malhas de controle em cascata são:

- Controle direto do fluxo e do torque.
- Controle indireto das tensões e correntes do estator.

- Forma de onda do fluxo e da corrente do estator aproximadamente senoidais.
- Pequenas oscilações de torque.
- Alto desempenho dinâmico.
- Frequência de chaveamento constante, através da modulação por vetores espaciais, para o comando das chaves do inversor.

As principais vantagens do DTC-SVM com malhas de controle em cascata são:

- Baixas oscilações do torque (baixo ripple).
- Frequência de chaveamento constante.
- Menor tempo de resposta do torque.
- Presença de um só controlador PI.

No entanto, as mais relevantes desvantagens são:

- Presença de um bloco para a modulação da tensão.
- Presença de transformação de coordenadas.
- Possíveis problemas durante a partida e em operações de baixa velocidade (acoplamento) e durante mudanças na referência do torque.
- Necessidade de um estimador de torque e de fluxo (o mesmo problema existe no controle vetorial)
- Necessidade da posição exata do fluxo do rotor aumentando o custo computacional no uso de funções trigonométricas.

# Capítulo 4

## Controle Direto de Torque Fuzzy

### 4.1 Introdução

Em geral os sistemas de controle fuzzy não requerem modelos matemáticos precisos dos processos a serem controlados. Por outro lado, estes sistemas usam a experiência e o conhecimento dos profissionais, envolvidos nos processos sob controle, para construir a base de regras. A lógica fuzzy tem mostrado bons resultados na área de controle de motores, por exemplo, em [4] são usados controladores de lógica fuzzy e PI para controlar o ângulo de carga o qual simplifica o sistema de acionamento do MIT. Em [5] o controlador fuzzy é usado para calcular dinâmicamente o vetor de tensão de referência do estator em função do erro do torque, do fluxo e do ângulo do fluxo do estator. Neste último caso a ondulação do torque e do fluxo do estator foram reduzidas consideravelmente. Um outro artigo com aplicações de lógica fuzzy em DTC-SVM mostra que o controlador de velocidade fuzzy PI tem uma melhor resposta para uma faixa maior de velocidades [6]. Nos artigos [7], [9] e [8] tem sido desenvolvidos e implementados um tipo diferente de controladores fuzzy adaptativos tais como controladores auto-organizáveis e autoajustáveis que serão um ponto de partida para este trabalho. Em [9] foi usado um controlador fuzzy tipo PI autoajustável para controlar sistemas lineares de segunda ordem e marginalmente estáveis, mostrando bons resultados. Esta última estratégia requer três fatores de escala.

No entanto, em [22] foi usado com sucesso um controlador fuzzy PI autoajustável numa esteira transportadora industrial. Nos dois últimos casos somente os fatores de escala da saída foram ajustadas em tempo real dependendo da tendência do processo.

Neste capítulo foi desenhado o controlador fuzzy PI e o controlador fuzzy tipo PI autoajustável para o esquema de controle DTC-SVM do motor de indução trifásico, baseado no esquema proposto em [3]. Para o caso do controlador fuzzy tipo PI autoajustável considera-se suficiente ajustar continuamente o fator de escala da saída considerando que este é equivalente ao ganho do controlador e

também devido a sua forte influência no desempenho e estabilidade do sistema.

## 4.2 Projeto de Controladores Fuzzy

Nesta seção descreveremos as definições básicas de conjuntos fuzzy e algumas operações importantes com estes conjuntos. No entanto, iniciaremos introduzindo algumas definições básicas dos termos mais usados na linguagem cotidiana dos sistemas fuzzy, tais como variáveis lingüísticas, proposições fuzzy, relações fuzzy, implicações e o motor de inferência. Também foi feito uma descrição da estrutura do controlador fuzzy assim como o processo de defuzzificação que tem como finalidade calcular o valor numérico (crisp) da saída do controlador.

### 4.2.1 Conjuntos Fuzzy

Na teoria clássica de conjuntos, os valores de pertinência ou não de um elemento a um conjunto estão bem definidos, onde cada proposição é tratada como totalmente falsa ou verdadeira. Porém a maioria dos conjuntos e proposições não podem ser caracterizados de maneira tão exata. Por exemplo, o conjunto de pessoas altas é um conjunto onde o limiar que define o valor exato onde este conjunto começa não pode ser definido de forma precisa. Na lógica fuzzy, a pertinência de um elemento a um conjunto ocorre gradativamente e se expressa através de uma função de pertinência.

#### Função Característica

Seja  $S$  um conjunto cujo domínio é  $X$ . A função característica do conjunto  $S$  tem o valor  $\mu_S(x) = 1$  se  $x \in S$ , e  $\mu_S(x) = 0$  se  $x \notin S$ ,  $\mu : X \rightarrow \{0, 1\}$ . O conjunto  $S$  com esta função característica é denominada conjunto clássico ou crisp.

#### Função de Pertinência

Seja  $F$  um conjunto cujo domínio é  $X$ . A função de pertinência  $\mu_F(x)$  do conjunto  $F$  é uma função que designa valores, ou graus de pertinência, para cada  $x \in F$ ,  $\mu : X \rightarrow [0, 1]$ . Então  $F$  é denominado de conjunto Fuzzy.

Aparentemente, os conjuntos crisp podem ser tratados como um caso especial dos conjuntos fuzzy visto que a função característica pode assumir valores somente marginais do intervalo  $[0, 1]$  no qual é definido a função de pertinência.

Em teoria de conjuntos fuzzy, a faixa de possíveis valores quantitativos considerados para os membros do conjunto fuzzy é denominada **universo de discurso**.

A função de pertinência converte o grau de nebulosidade num intervalo normalizado  $[0, 1]$  onde os valores limites 0 e 1 lembram o grau de pertinência dos membros do conjunto crisp. As funções de pertinência podem ter diferentes formas, no entanto, as mais usadas são as formas: triangular, trapezoidal, Gaussiano e curvas de gauss, como mostrado na Fig. 4.1.

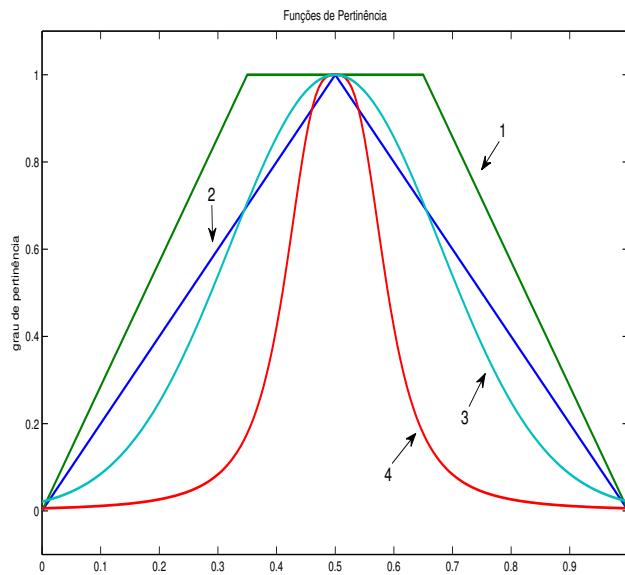


Fig. 4.1: Funções de pertinência (1) trapezoidal (2) triangular (3) gaussiano e (4) curva Bell-shaped.

### Centro e Núcleo do Conjunto Fuzzy

O único valor  $x = c_F = c_F^x \in F$  com o máximo valor de pertinência  $\mu_F(c_F) = 1$ , é denominado o centro do conjunto fuzzy F. Se existe um conjunto de valores com o máximo grau de pertinência,  $core(F) = \{x \in X : \mu_F(x) = 1\}$ , então  $core(F)$  é denominado núcleo do conjunto fuzzy F. O centro do conjunto fuzzy F com um núcleo é calculado através de  $c_F^x = (xa + xb)/2$ , sendo que  $xa$  e  $xb$  são os limites do núcleo.

### União, Intersecção e Complemento de Conjuntos Fuzzy

Há muitas formas diferentes de determinar a função de pertinência do conjunto fuzzy resultante da união e intersecção de conjuntos fuzzy, assim como também para determinar o complemento de um conjunto fuzzy. Zadeh [23] tem proposto as seguintes definições para estas operações:

$$\mu_{B \cap C}(x) = \min(\mu_B(x), \mu_C(x))$$

$$\begin{aligned}\mu_{B \cup C}(x) &= \max(\mu_B(x), \mu_C(x)) \\ \mu_{\bar{B}}(x) &= 1 - \mu_B(x)\end{aligned}\quad (4.1)$$

### 4.2.2 Variável Linguística

Uma das grandes vantagens do uso da lógica fuzzy é a possibilidade de transformar a linguagem natural em conjuntos de números, permitindo sua manipulação computacional. As variáveis linguísticas são variáveis cujos valores são palavras ou sentenças em linguagem natural ou artificial. As variáveis linguísticas assumem valores chamados de termos linguísticos. Por exemplo, os termos linguísticos BAIXO, MEDIANO, e ALTO são relativos à variável linguística ALTURA [Fig.4.2].

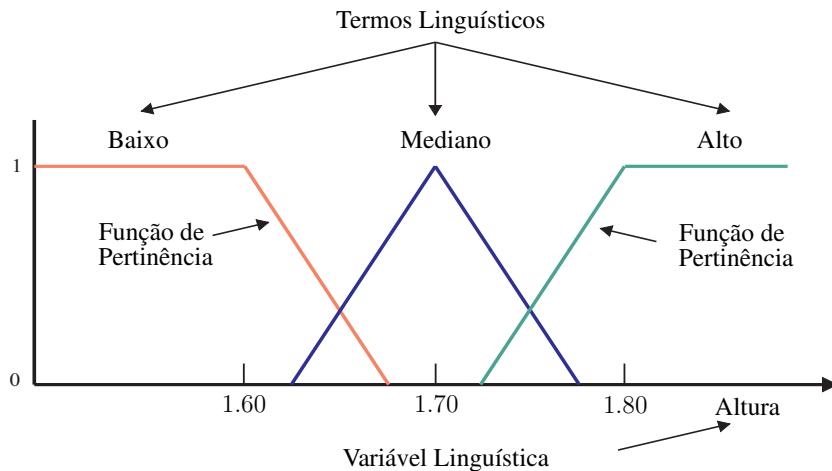


Fig. 4.2: Função de pertinência, variável linguística e termos linguísticos.

### Proposições Fuzzy

Seja  $x \in X$  uma variável linguística e  $T_i(x)$  seja um conjunto fuzzy associado com o termo linguístico  $T_i$ , então a seguinte estrutura representa uma proposição, isto é:

$$P_i : x \text{ é } T_i \quad (4.2)$$

Uma proposição fuzzy é interpretada por um processo conhecido como fuzzificação.

### Fuzzificação

Seja  $x \in X$  uma variável linguística e  $T_i(x)$  seja o conjunto fuzzy associado com o termo linguístico  $T_i$ . A conversão de um valor físico (numérico) de  $x$  no seu correspondente termo linguístico

com a associação de um grau de pertinência,  $x \rightarrow \mu_{T_i(x)}$  é denominado fuzzificação. A função de pertinência  $\mu_{T_i(x)}$  representa o equivalente fuzzy do valor de  $x$

### Relação Fuzzy

Sejam  $x \in X$  e  $y \in Y$  variáveis linguísticas, e  $T_i(x)$  e  $F_j(y)$  sejam conjuntos fuzzy correspondentes aos termos linguísticas  $T_i$  e  $F_j$  respectivamente, então a seguinte estrutura representa uma relação de duas dimensões:

$$\begin{aligned} R_{ij} &= x \text{ é } T_i \wp y \text{ é } F_j \\ &\text{denotado por} \\ R_{ij} &= P_i^x \wp P_j^y \end{aligned} \tag{4.3}$$

Sendo que  $\wp$  é um operador. A escolha do operador  $\wp$  tem uma influência direta na estrutura do controlador fuzzy [24].

### 4.2.3 Base de Regras Fuzzy

A base de regras fuzzy é a parte central do controlador fuzzy e este representa a "inteligência" em qualquer algoritmo de controle fuzzy. É aqui onde o conhecimento do projetista e sua experiência devem ser corretamente interpretados e organizados num apropriado conjunto de regras [24].

A base de regras contém um conjunto de regras-proposições fuzzy onde as variáveis antecedentes-consequentes são variáveis linguísticas e os possíveis valores de uma variável linguística são representados por conjuntos fuzzy. Uma proposição fuzzy expressa relações entre variáveis linguísticas e conjuntos fuzzy [25]. As proposições podem estar no formato SE-ENTÃO, como por exemplo:

$$\text{FR: SE pressão é alta ENTÃO volume é pequeno} \tag{4.4}$$

Sendo que na regra fuzzy (*FR-Fuzzy Rule*), **alta** e **pequeno** são conjuntos fuzzy, e **pressão** e **volume** são variáveis linguísticas. Pressão é o antecedente (premissa) e volume é o consequente.

### 4.2.4 Mecanismos de Inferência

Independentemente da forma das regras fuzzy, a maior preocupação é como interpretar o significado de cada regra, isto é, como determinar a influência produzida pela parte antecedente da regra fuzzy na parte consequente da regra. O procedimento para analisar esta influência é denominado

**implicação fuzzy.** Existem muitas formas possíveis para definir uma implicação fuzzy [26], mas em aplicações de controle geralmente dois deles são preferidas: a implicação **produto** (também denominado implicação Larsen), e a implicação **mínimo** ou Mandani.

$$\begin{aligned}\mu_{FR^i} &= \mu_{R_{pq}} \cdot \mu_{P_m} \\ \mu_{FR^i} &= \min(\mu_{R_{pq}}, \mu_{P_m})\end{aligned}\quad (4.5)$$

O índice  $FR^i$  na equação (4.5) é para determinar que o valor da função de pertinência  $\mu_{FR^i}$  refere-se à regra fuzzy  $i$ . A regra é do tipo  $FR^i : \text{SE } R_{pq} \text{ ENTÃO } P_m$ .

A implicação fuzzy produto (**prod**), multiplica o valor numérico resultante da aplicação da norma T **mínimo** (método para operação AND) no antecedente pela função de pertinência do conjunto fuzzy do consequente da regra, isto é apresentado na Fig. 4.3. No entanto, a implicação fuzzy mínimo (**min**), calcula o valor mínimo entre o valor numérico resultante da aplicação da norma T **mínimo** (método para operação AND) no antecedente e a função de pertinência do conjunto fuzzy do consequente da regra, isto é apresentado na Fig. 4.4.

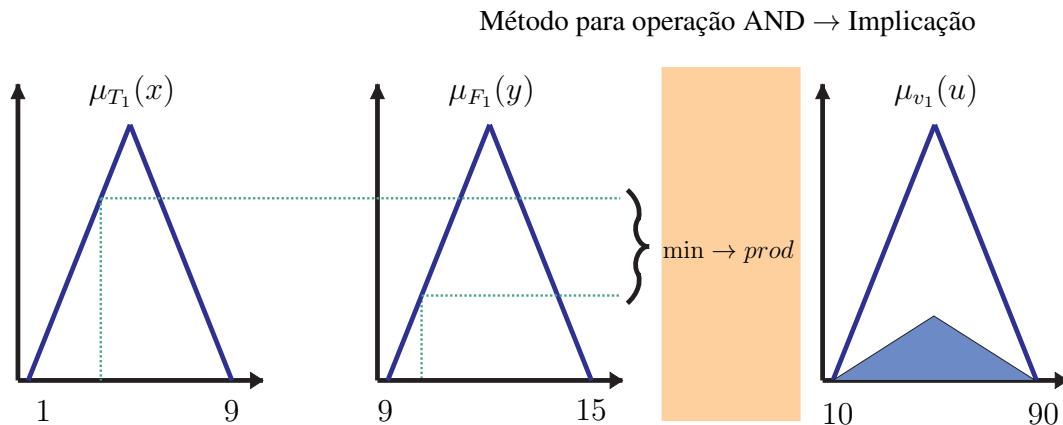


Fig. 4.3: Implicação Fuzzy Produto (**prod**) Aplicado a uma Regra.

### Agregação Max-Min

O primeiro passo da inferência baseada em regras individuais, o qual é predominantemente usado no projeto de controladores, é calcular o grau de pertinência da parte antecedente da regra (por exemplo, relação  $R_{pq}$ ), e então calcularmos a influência deste na parte consequente da regra (por exemplo, na preposição  $P_m$ ). Este procedimento é feito para todas as regras fuzzy ativadas, e finalmente o processo denominado agregação conclui com a inferência do conjunto fuzzy resultante para o sistema. Este conjunto fuzzy resultante será usado para calcular o valor crisp da saída [27].

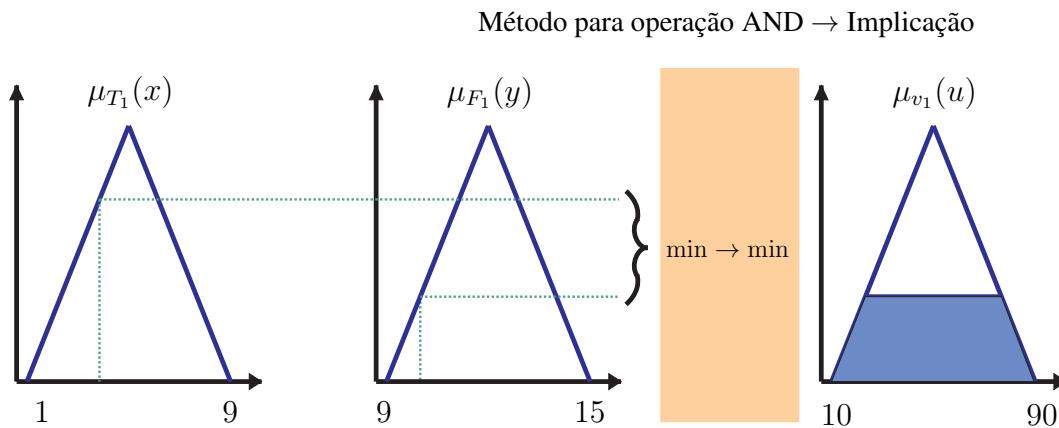


Fig. 4.4: Implicação Fuzzy Mínimo (**min**) Aplicado a uma Regra.

A saída das regras individuais podem ser compostas de diferentes formas, dependendo de qual operador de agregação esteja-se usando. Há diferentes operadores de agregação, mas os operadores **max** e **sum** são os operadores mais frequentemente usados [24].

Se o operador máximo (**Max**) fosse usado como operador de agregação, então o significado de todas as regras fuzzy serão definidas pela equação (4.6), no entanto, se o operador fosse a soma (**Sum**), então o significado de todas as regras serão definida na equação (4.7).

$$\mu_U(x_k, y_k, u) = \mu_{\cup_{i=1}^r FR^i}(x_k, y_k, u) = \max \left\{ \min_{i=1}^r [\mu_{R_{pq}}, \mu_{P_m}] \right\} \quad (4.6)$$

$$\mu_U(x_k, y_k, u) = \mu_{\cup_{i=1}^r FR^i}(x_k, y_k, u) = \sum \min_{i=1}^r [\mu_{R_{pq}}, \mu_{P_m}] \quad (4.7)$$

Observa-se o processo completo de inferência, de forma gráfica, na Fig. 4.5.

### 4.2.5 Defuzzificação

Transforma os resultados fuzzy da inferência em valores de saída numéricos. Esta saída é calculada, baseada na inferência obtida no módulo Unidade de Decisão Lógica, com as funções de pertinência das variáveis linguísticas da parte consequente das regras para obter uma saída não fuzzy (crisp). Nessa etapa as regiões resultantes são convertidas em valores de saída numéricos do sistema.

Há vários tipos de defuzzificação. No entanto, o valor de saída crisp é frequentemente calculado de acordo com o princípio de centro de área (COA - do inglês center of area), isto é:

$$u_{FC}(x_k, y_k) = \frac{\sum_i u_i \cdot \mu_u(x_k, y_k, u_i)}{\sum_i \mu_u(x_k, y_k, u_i)} \quad (4.8)$$

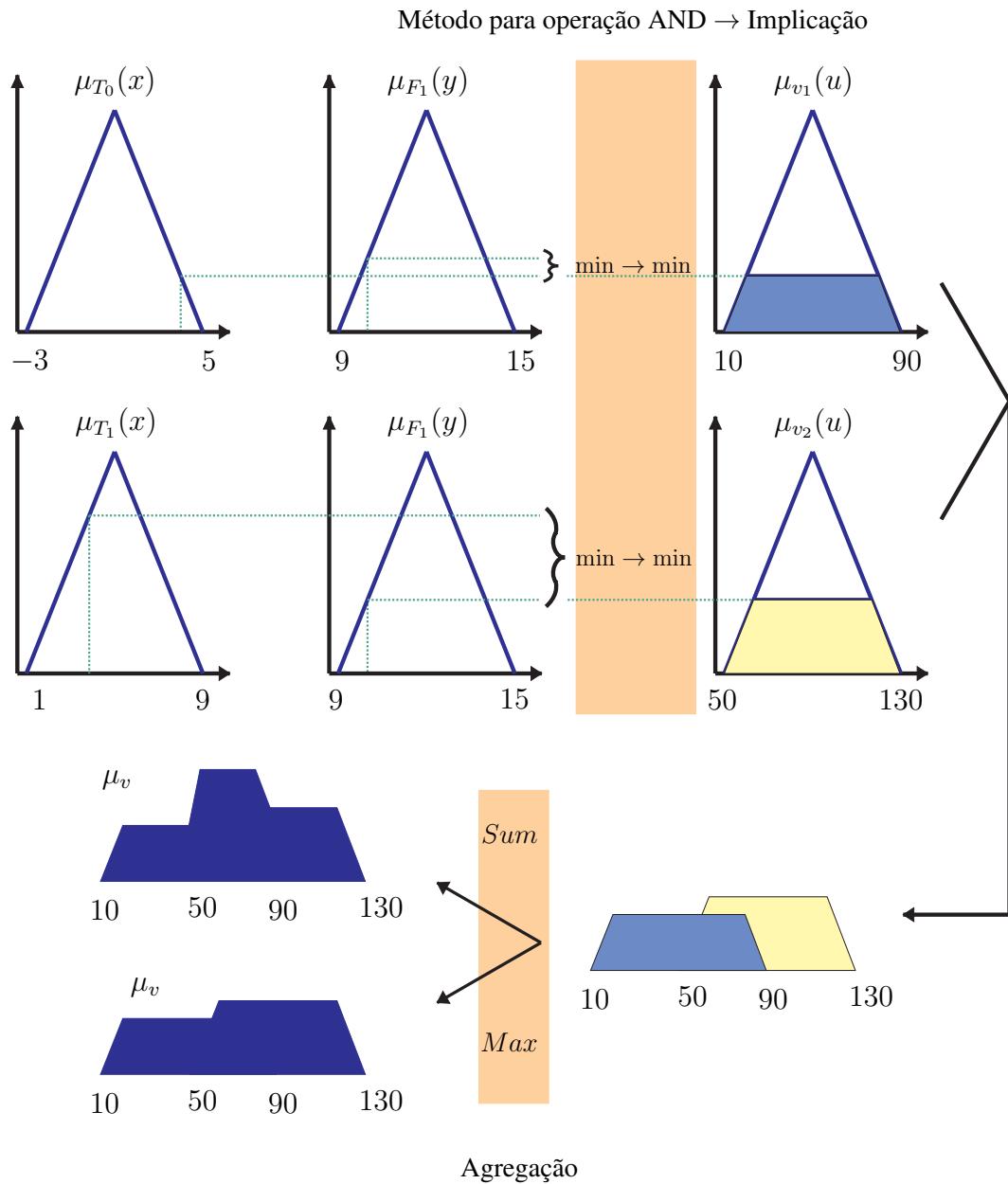


Fig. 4.5: Representação Gráfica do Procedimento de Inferência.

#### 4.2.6 Estrutura do Controlador Fuzzy

O tipo de estrutura do controlador fuzzy depende do processo sob controle e da qualidade requerida. As estruturas diferem significativamente entre eles em relação ao número de entradas e saídas, ou menos significativamente pelo número de conjuntos fuzzy utilizados para a(s) entrada(s) e saída(s), pela forma das funções de pertinência, pela forma das regras de controle, pelo tipo de mecanismo de inferência, e pelo método de defuzzificação utilizado.

Por exemplo, se o processo sob controle tem um comportamento integral então o controlador fuzzy tipo-PD cujo valor de saída crisp (não fuzzy) representa o valor absoluto da entrada de controle pode fornecer a qualidade do controle necessária. Por outro lado, o controlador fuzzy tipo PI cujo valor de saída crisp representa um incremento do valor de entrada do controle pode ser uma solução satisfatória para o controle de sistemas estáticos [24].

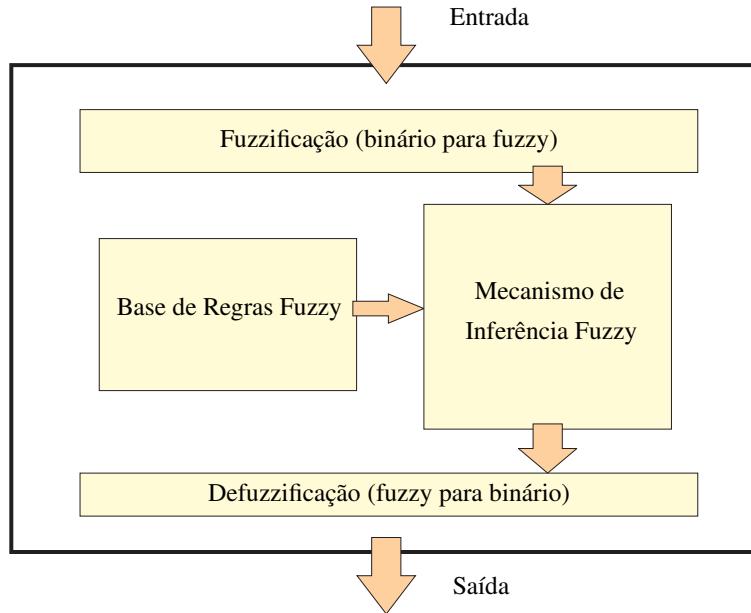


Fig. 4.6: Estrutura do Controlador Fuzzy.

Apesar da variedade de possibilidades de estruturas para o controlador fuzzy, a forma básica de todos os tipos comuns de controladores consiste em: 1. Fuzzificação (binário para fuzzy), 2. Base de regras fuzzy, 3. Mecanismo de inferência, e 4. Defuzzificação (fuzzy para binário). Tem-se uma representação gráfica da estrutura na Fig. 4.6.

## 4.3 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Controlador Fuzzy

### 4.3.1 Descrição do Funcionamento

O esquema do controle direto de torque mostrado na Fig. 4.7, tem uma malha de controle para o torque eletromagnético. Neste trabalho o controlador fuzzy pode ser do tipo: controlador fuzzy PI ou controlador fuzzy tipo PI autoajustável. A saída do controlador fuzzy, cuja única entrada é o erro do torque eletromagnético " $T_{em}^* - \hat{T}_{em}$ ", proporciona o valor do ângulo de carga  $\gamma^*$  necessária

para minimizar o erro do torque eletromagnético. O ângulo  $\gamma^*$  juntamente com o módulo do fluxo de referência do estator  $|\vec{\psi}_s^*|$  e o ângulo do vetor espacial do fluxo do rotor  $\angle\vec{\psi}_r$  nos permite calcular o vetor espacial do fluxo do estator que será utilizado como referência  $\vec{\psi}_s^*$ . Este valor é comparado com o vetor espacial do fluxo estimado do estator e a partir do erro é calculado o vetor espacial da tensão do estator  $\vec{u}_s^*$ . Esta tensão de referência será modulada através do bloco de modulação por vetores espaciais (SVM) para finalmente ser sintetizado pelo inversor.

### 4.3.2 Descrição Detalhada do Esquema de Controle

No esquema de controle DTC-SVM, com controlador fuzzy, mostrado no diagrama de blocos da Fig. 4.7, observa-se a presença dos seguintes elementos: um controlador fuzzy para a malha do torque eletromagnético, um bloco para o cálculo do vetor espacial do fluxo de referência do estator, um bloco para modulação por vetores espaciais, um bloco para transformação de coordenadas trifásico para bifásico, e um bloco para estimação do torque eletromagnético e do vetor espacial do fluxo do estator. Observa-se que este esquema coincide com o esquema intitulado "Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Malhas de Controle em Cascata" mostrado com detalhes no capítulo anterior, mas com a diferença que neste caso o controlador PI foi substituído pelo controlador fuzzy. Como a grande maioria dos blocos já foram descritos com anterioridade, nesta seção nos centraremos no projeto dos controladores fuzzy propostos.

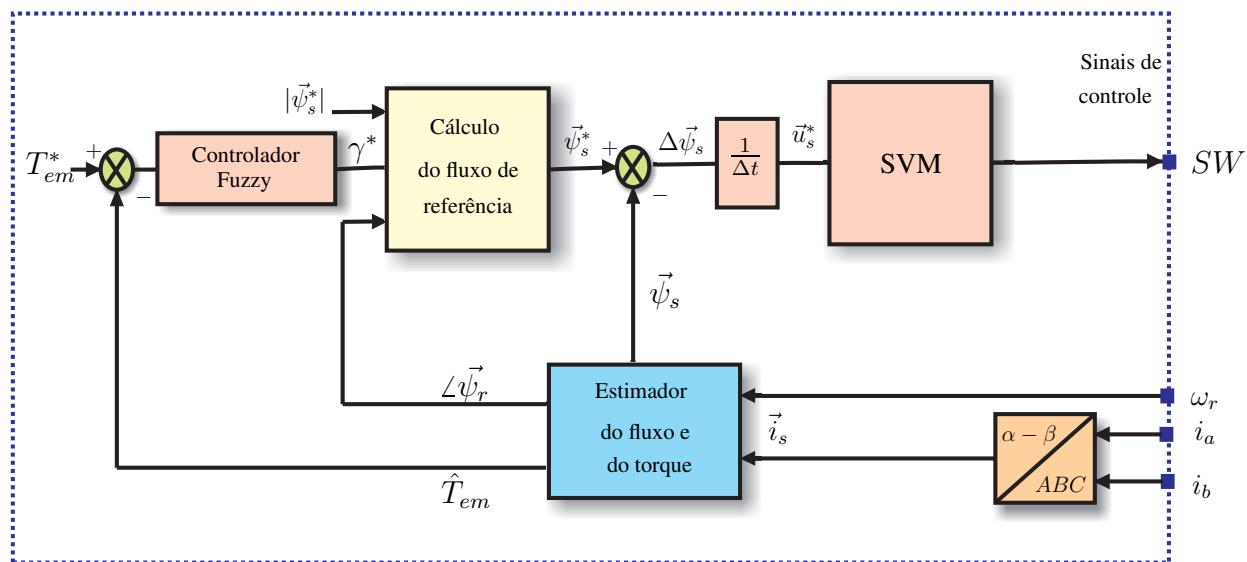


Fig. 4.7: DTC-SVM com Controlador Fuzzy.

### 4.3.3 Projeto do Controlador Fuzzy PI

Na Fig. 4.7 o bloco controlador fuzzy pode ser substituído pelo controlador fuzzy PI, nesta seção projetaremos este controlador.

#### Diagrama do Controlador Fuzzy PI

Este controlador é denominado controlador Fuzzy PI porque as saídas dos blocos de raciocínio fuzzy são o ganho proporcional e o tempo integral do controlador PI clássico e não geram diretamente a variável de saída. O sinal de controle proporcionado pelo controlador PI clássico muda com o ajuste em tempo real do ganho proporcional  $K_p$  é do tempo integral  $T_i$ , isto é:

$$H(z) = K_p + K_i T_s \frac{z}{z-1} = K_p \left(1 + \frac{T_s}{T_i} \frac{z}{z-1}\right) \quad (4.9)$$

Sendo que  $K_p$  é o ganho proporcional,  $K_i$  é o ganho integral,  $T_i = K_p/K_i$  é a constante de tempo integral, e  $T_s$  é o período de amostragem.

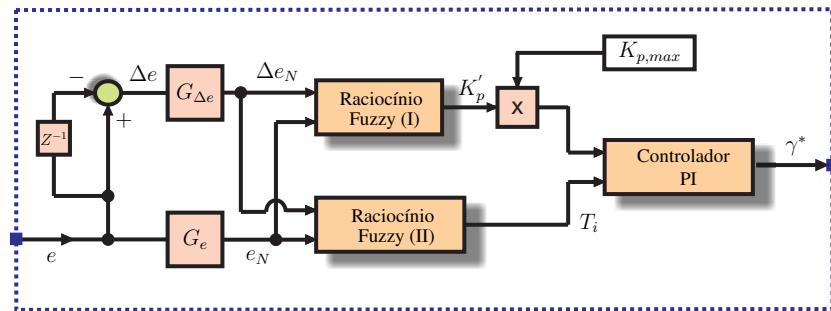


Fig. 4.8: Controlador Fuzzy PI.

Na Fig. 4.8 observa-se o diagrama de blocos do controlador fuzzy PI. Os blocos de raciocínio fuzzy têm como entradas o erro  $e_N$  e variação do erro  $\Delta e_N$ , entanto que a saída do primeiro bloco de raciocínio fuzzy é o ganho de proporcionalidade  $K_p$  e a saída do segundo bloco é o tempo integral  $T_i$ . Estes parâmetros  $K_p$  e  $T_i$  serão ajustados em tempo real.

Suponha-se que  $K_p$  está dentro da faixa  $[K_{p,min}, K_{p,max}]$ , a faixa apropriada é determinada através da simulação. Por conveniência,  $K_p$  é normalizado na faixa entre zero e um através da seguinte transformação linear:

$$K'_p = \frac{K_p - K_{p,min}}{K_{p,max} - K_{p,min}} \quad (4.10)$$

Então, se considerássemos que o bloco de raciocínio fuzzy tem como saída o valor normalizado  $K'_p$ , será necessário considerar a seguinte relação para recuperar o valor real de  $K_p$ , isto é:

$$K_p = (K_{p,max} - K_{p,min})K'_p + K_{p,min} \quad (4.11)$$

No entanto, para diferentes valores de referência a faixa de valores do ganho proporcional foi escolhido como sendo  $[0, K_{p,max}]$ , por tanto  $K_{p,min} = 0$ , então a expressão anterior resulta em:

$$K_p = K_{p,max}K'_p \quad (4.12)$$

Devido as não-linearidades do sistema, para evitar o sobressinal indesejado para valores de referência ( $r$ ) grandes, foi necessário uma redução do ganho proporcional  $K_p$ . Então se escolhe um coeficiente de ganho escalonado  $\rho = 1/(1 + 0.002 \times r)$ , que depende do valor de referência. Este coeficiente foi usado para um ajuste em tempo real da faixa de valores de  $K_p$ , isto é:

$$K_p = \rho \times K_{p,max0}K'_p \quad (4.13)$$

Sendo que  $K_{p,max} = \rho \times K_{p,max0}$ , e  $K_{p,max0} = 1.24$ , estes valores foram obtidas através da experiência adquirida na simulação.

Observa-se que tanto  $\rho$  como  $K_{p,max}$  diminuem quando o valor de referência aumenta. Isto quer dizer que para valores grandes de  $r$  o ganho proporcional diminui proporcionalmente, entanto que para valores pequenos de  $r$  o ganho proporcional aumenta.

## Funções de Pertinência

Na Fig. 4.8, o primeiro bloco de raciocínio fuzzy tem duas entradas " $e_N, \Delta e_N$ ", cada uma delas tem três conjuntos fuzzy definidas de forma semelhante. Então só precisaremos descrever os conjuntos fuzzy da primeira entrada. A primeira entrada tem três conjuntos fuzzy cujos termos linguísticos associados a eles são: N-Negativo, ZE-Zero e P-Positivo respectivamente, cada conjunto fuzzy também tem uma função de pertinência associada a ele, neste caso em particular as funções de pertinência dos conjuntos fuzzy dos cantos tem forma trapezoidal, entanto que, a função de pertinência do conjunto fuzzy do meio tem forma triangular como mostrado na Fig. 4.9. Observa-se também que o universo de discurso destes conjuntos fuzzy está no intervalo  $[-1.5, 1.5]$ .

Por outro lado, para o caso da saída tem-se dois conjuntos fuzzy cujos termos linguísticos associados a eles são: P-Pequeno e G-Grande respectivamente, os dois conjuntos fuzzy têm funções de pertinência de forma trapezoidal como é apresentado na Fig. 4.10, e o universo de discurso destes conjuntos está no intervalo  $[-0.5, 1.5]$ . Neste bloco foi implementado o sistema de inferência Mandani.

Por outro lado, os conjuntos fuzzy das entradas para o segundo bloco de raciocínio fuzzy foi definido da mesma forma que o bloco anterior. Entanto que, para a saída foi considerado valores

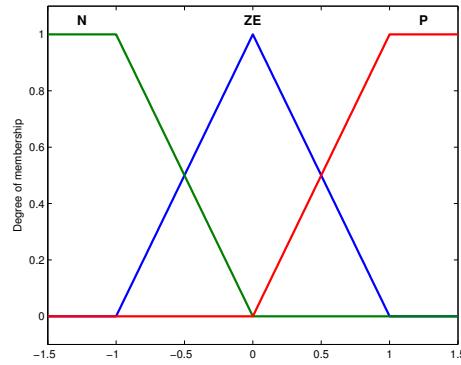


Fig. 4.9: Funções de Pertinência da Entrada do Controlador Fuzzy PI.

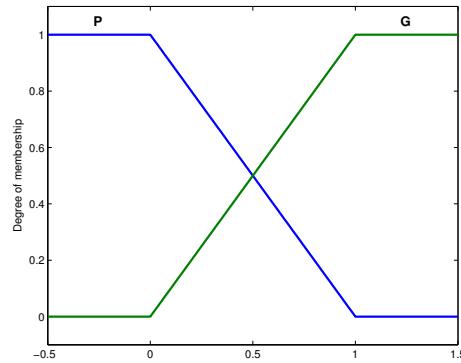


Fig. 4.10: Funções de Pertinência da Saída do Controlador Fuzzy PI.

discretos definidos como "1.5, 2, 3" cujos termos linguísticos associados a eles são: P-Pequeno, M-Meio e G-Grande. Neste bloco foi implementado o sistema de inferência Takagi-Sugeno.

## Fatores de Escala

Os fatores de escala do controlador fuzzy PI são  $G_e$  e  $G_{\Delta e}$  para ambas entradas, e o fator de escala da saída do primeiro bloco de raciocínio fuzzy é  $K_{p,max}$ , entanto que para o segundo bloco não tem nenhum fator de escala, representando diretamente o tempo integral  $T_i$ . A partir dos parâmetros  $K_p$  e  $T_i$  calcula-se o parâmetro  $K_i = K_p/T_i$ . A função do fator de escala é reduzir as entradas de tal forma a permitir que a entrada esteja no intervalo  $[-1.5, 1.5]$  que é o universo de discurso dos conjuntos fuzzy definidos para as entradas. Os parâmetros  $K_p$  e  $K_i$  serão usados como parâmetros do controlador PI.

### Base de Regras

As regras criadas com base na experiência adquirida com a simulação dos sistemas de controle direto de torque e a observação das respostas ante diferentes estímulos. A Fig. 4.11 mostra o exemplo de uma resposta desejada no tempo. No inicio, em torno de (a), é necessário um sinal de controle grande com o objetivo de ter um tempo de subida pequeno. Para produzir um sinal de controle grande, o ganho de proporcionalidade do controlador PI deve ser grande assim como também o ganho integral. Sendo assim nesse instante o ganho de proporcionalidade pode ser representado pelo conjunto fuzzy cujo termo linguístico é "*Grande*". A base de regras para o primeiro bloco de raciocínio fuzzy, cuja saída é o ganho de proporcionalidade  $K_p$ , está representado na tabela 4.1. Entanto que a base de regras para o segundo bloco de raciocínio fuzzy, cuja saída é o tempo integral  $T_i$ , está representado na tabela 4.2.

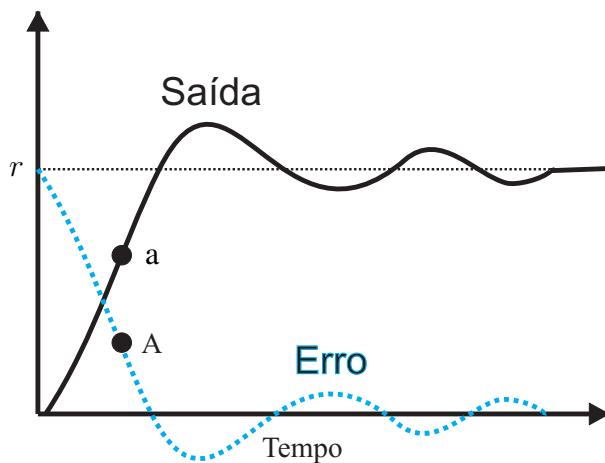


Fig. 4.11: Controlador Fuzzy Tipo PI autoajustável.

Tab. 4.1: Base de regras para o cálculo de  $K_p$

$e_N / \Delta e_N$	N	ZE	P
N	G	G	G
ZE	P	G	P
P	G	G	G

#### 4.3.4 Projeto do Controlador Fuzzy Tipo PI Autoajustável

Na Fig. 4.7 o bloco controlador fuzzy pode ser substituído pelo controlador fuzzy tipo PI autoajustável, este controlador gera ações de controle corretivas baseado unicamente na tendência do

Tab. 4.2: Base de regras para o cálculo de  $T_i$ 

$e_N / \Delta e_N$	N	ZE	P
N	P	P	P
ZE	G	M	G
P	P	P	P

torque. Este controlador ajusta dinâmicamente e em tempo real o fator de escala (FS) da saída através de um fator de ganho "α". O valor de α é determinado a partir da base de regras do controlador **ganho ajustável fuzzy** (GAF) definidas em função do erro "e" e da variação do erro "Δe" como será mostrado na tabela que sintetiza a base de regras fornecida no decorrer deste capítulo. Por outro lado, o controlador **fuzzy tipo PI** (FPI) proporciona a variação do ângulo de carga  $\Delta\gamma_N^*$  necessário que minimiza o erro do torque.

### Diagrama do Controlador Fuzzy tipo PI autoajustável

Primeiramente deduziremos a formulação necessária para o controlador PI digital, a partir dela obteremos o diagrama de blocos do controlador fuzzy tipo PI. Na Fig. 4.12, observa-se o esquema de um controlador PI clássico. Se sabe que a função de transferência do controlador PI clássico é:

$$U(s) = \left[ \frac{K_I}{s} + K_P \right] E(s) \quad (4.14)$$

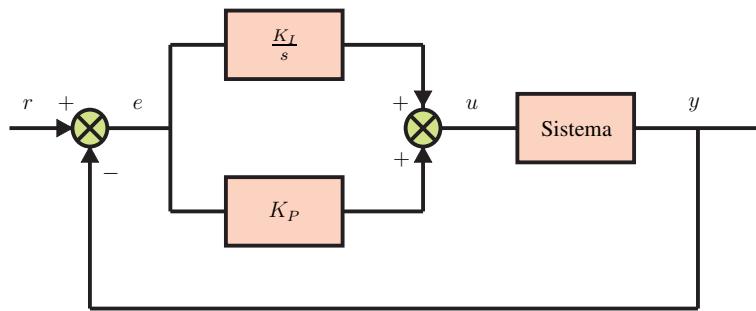


Fig. 4.12: Diagrama do Controlador PI.

Com o objetivo de discretizar esta equação utilizaremos a seguinte transformada bilinear:

$$s = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (4.15)$$

Sendo que  $T > 0$  é o tempo de amostragem, isto é:

$$\frac{K_I}{s} = \frac{K_IT}{2} \frac{z+1}{z-1} \quad (4.16)$$

$$= \frac{K_IT}{2} \frac{2 - (1 - z^{-1})}{1 - z^{-1}} \quad (4.17)$$

$$= \frac{K_I}{1 - z^{-1}} - \frac{K_IT}{2} \quad (4.18)$$

$$= -\frac{K_IT}{2} + \frac{K_IT}{1 - z^{-1}} \quad (4.19)$$

Uma vez discretizada a parte integral, tem-se:

$$U(s) = (K_P + \frac{K_I}{s})E(s) \quad (4.20)$$

$$\tilde{U}(z) = (K_P - \frac{K_IT}{2} + \frac{K_IT}{1 - z^{-1}})\tilde{E}(z) \quad (4.21)$$

Considerando que:

$$\tilde{K}_P = K_P - \frac{K_IT}{2} \quad (4.22)$$

$$\tilde{K}_I = K_IT \quad (4.23)$$

Tem-se:

$$\tilde{U}(z) = (\tilde{K}_P + \frac{\tilde{K}_I}{1 - z^{-1}})\tilde{E}(z) \quad (4.24)$$

$$(1 - z^{-1})\tilde{U}(z) = \tilde{K}_P(1 - z^{-1})\tilde{E}(z) + \tilde{K}_I\tilde{E}(z) \quad (4.25)$$

Utilizando a inversa da transformada Z, tem-se:

$$u(nT) - u(nT - T) = \tilde{K}_P(e(nT) - e(nT - T)) + \tilde{K}_Ie(nT) \quad (4.26)$$

Dividindo pelo período  $T$ , tem-se:

$$\frac{u(nT) - u(nT - T)}{T} = \frac{\tilde{K}_P(e(nT) - e(nT - T))}{T} + \frac{\tilde{K}_I}{T}e(nT) \quad (4.27)$$

Considerando que a saída incremental do controlador é:

$$\Delta u(nT) = \frac{u(nT) - u(nT - T)}{T} \quad (4.28)$$

Por outro lado, tem-se:

$$v(nT) = \frac{e(nT) - e(nT - T)}{T} \quad (4.29)$$

Finalmente, a expressão para o controlador PI digital [Fig. 4.13], é:

$$\Delta u(nT) = \tilde{K}_P v(nT) + \frac{\tilde{K}_I}{T} e(nT) \quad (4.30)$$

A partir da equação 4.28 calcula-se  $u(nT)$ , isto é:

$$u(nT) = u(nT - T) + T\Delta u(nT) \quad (4.31)$$

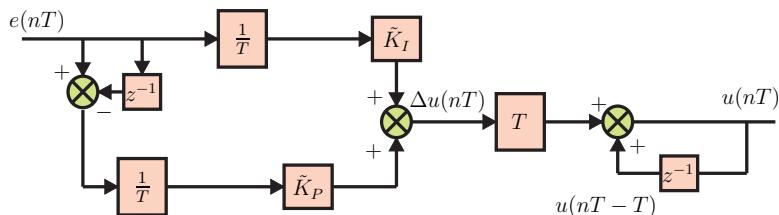


Fig. 4.13: Diagrama do Controlador PI Digital.

A partir da Fig. 4.13 pode-se deduzir o diagrama de blocos para o controlador fuzzy tipo PI como mostrado na Fig. 4.14.

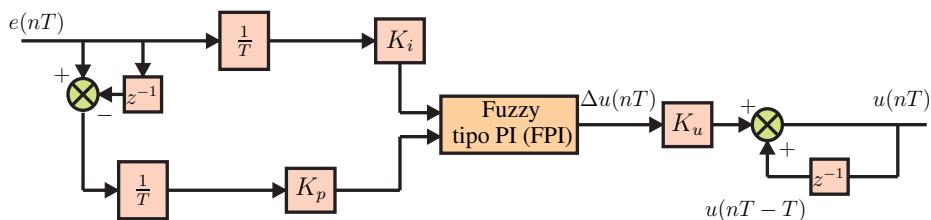


Fig. 4.14: Diagrama de Blocos do Controlador Fuzzy tipo PI.

Na Fig. 4.15 observa-se o diagrama de blocos do controlador fuzzy tipo PI autoajustável (FPIA) proposto. Neste diagrama observa-se a presença de um bloco para o controlador fuzzy tipo PI (FPI) e um bloco para o ganho ajustável fuzzy (GAF). O controlador FPIA tem dois fatores de escala na entrada " $G_e, G_{\Delta e}$ " e um fator de escala na saída " $G_{\gamma^*}$ ", finalmente tem-se um bloco limitador para evitar a acumulação da saída quando a saturação ocorre. Nos controladores PI também é usado este

limitador para evitar o efeito conhecido como wind-up, a ideia básica é impedir que o integrador continue a se carregar quando a saturação ocorre.

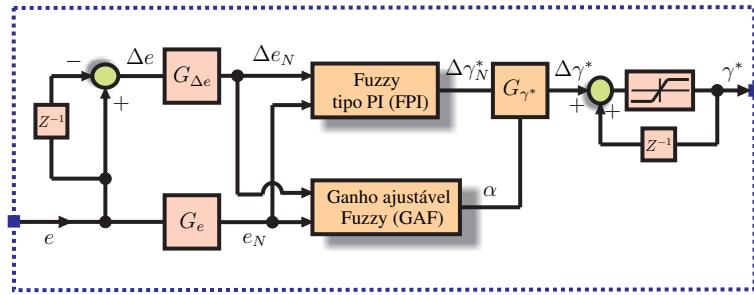


Fig. 4.15: Controlador Fuzzy tipo PI autoajustável.

### Funções de Pertinência

No diagrama de blocos do controlador fuzzy tipo PI autoajustável [Fig. 4.15], o bloco FPI tem duas entradas " $e_N, \Delta e_N$ " e uma saída  $\Delta \gamma_N^*$ , cada uma delas tem sete conjuntos fuzzy definidas de igual forma. Então para evitar redundâncias só descreveremos os conjuntos fuzzy da entrada  $e_N$ . A entrada  $e_N$  tem sete conjuntos fuzzy cujos termos linguísticos associados a eles são: NG-negativo grande, NM-negativo médio, NP-negativo pequeno, ZE-zero, PP-positivo pequeno, PM-positivo médio e PG-positivo grande respectivamente; cada conjunto fuzzy também tem uma função de pertinência associada a ele, neste caso em particular os conjuntos fuzzy dos cantos tem forma trapezoidal, entanto o resto dos conjunto fuzzy tem forma triangular como mostrado na Fig. 4.16. Observa-se também que o universo de discurso destes conjuntos fuzzy está normalizado no intervalo  $[-1, 1]$ .

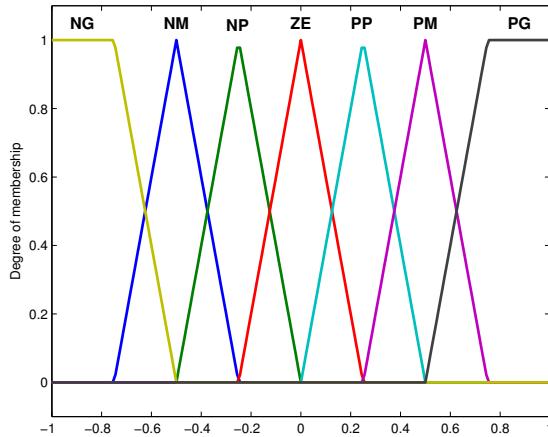


Fig. 4.16: Funções de Pertinência das Entradas dos Blocos FPI e GAF, e da saída do bloco FPI.

No entanto, o bloco GAF também tem duas entradas " $e_N, \Delta e_N$ ", cada uma delas tem sete conjuntos fuzzy definidas da mesma forma que no caso do bloco FPI descrito anteriormente, entanto que, para a saída " $\alpha$ " os sete conjuntos fuzzy tem os seguintes termos linguísticos associados a eles: ZE-zero, MP-muito pequeno, P-pequeno, PG-pouco grande, AG-algo grande, G-grande e MG-muito grande respectivamente, a função de pertinência dos conjuntos fuzzy dos cantos tem forma trapezoidal, entanto o resto dos conjunto fuzzy tem forma triangular como mostrado na Fig. 4.17. O universo de discurso destes conjuntos fuzzy está normalizado no intervalo  $[0, 1]$ .

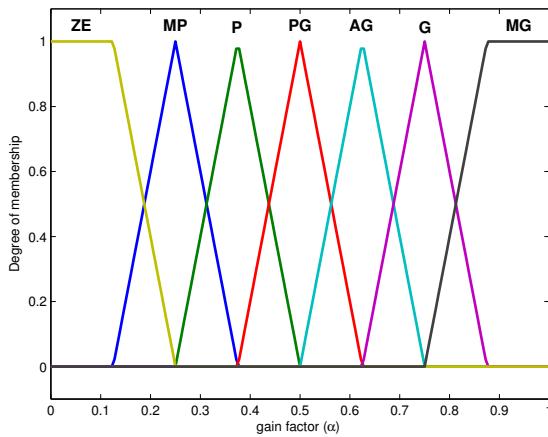


Fig. 4.17: Funções de Pertinência da Saída do Bloco GAF.

### Fatores de Escala

Os fatores de escala do controlador FPIA são  $G_e$  e  $G_{\Delta e}$  para a entrada, entanto que, para a saída tem-se  $G_{\Delta \gamma^*}$  como fator de escala. A função do fator de escala é normalizar as entradas de tal forma a permitir que a entrada esteja no intervalo  $[-1, 1]$  que é o universo de discurso dos conjuntos fuzzy definidos para as entradas.

Neste trabalho foi adotado valores fixos para os fatores de escala  $G_e$  e  $G_{\Delta e}$ , entanto que, o fator de escala da saída  $G_{\Delta \gamma^*}$  é ajustado dinâmicamente através da atualização do ganho  $\alpha$ . O valor de  $\alpha$  é calculado em tempo real usando um modelo independente de regras fuzzy definidas em função de " $e, \Delta e$ ". A relação entre o fator de escala e as variáveis de entrada/saída do controlador FPIA são as seguintes:

$$e_N = G_e \cdot e \quad (4.32)$$

$$\Delta e_N = G_{\Delta e} \cdot \Delta e \quad (4.33)$$

$$\Delta\gamma^* = (\alpha \cdot G_{\gamma^*}) \cdot \Delta\gamma_N^* \quad (4.34)$$

### Base de Regras

A mudança incremental na saída do controlador FPI  $\Delta\gamma_N^*$  é determinado por regras da seguinte forma:

$$R_x : \text{SE } e_N \text{ é } E \text{ e } \Delta e_N \text{ é } \Delta E \text{ ENTÃO } \Delta\gamma_N^* \text{ is } \Delta\Gamma_N^* \quad (4.35)$$

Sendo que  $E = \Delta E = \Delta\Gamma_N^* = \{NG, NM, NP, ZE, PP, PM, PG\}$ . Por outro lado, a saída  $\alpha$  para o bloco GAF é determinado por regras do tipo:

$$R_x : \text{SE } e_N \text{ é } E \text{ e } \Delta e_N \text{ é } \Delta E \text{ ENTÃO } \alpha \text{ é } \chi \quad (4.36)$$

Sendo que  $E = \Delta E = \{NG, NM, NP, ZE, PP, PM, PG\}$  e  $\chi = \{ZE, MP, P, PG, AG, G, MG\}$ . A base de regras para calcular  $\Delta\gamma_N^*$  e  $\alpha$  são mostradas na tabela 4.3 e na tabela 4.4 respectivamente.

Tab. 4.3: Base de regras fuzzy para o cálculo de  $\Delta\gamma_N^*$

$\Delta e_N / e_N$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
<b>NG</b>	NG	NG	NG	NM	NP	NP	ZE
<b>NM</b>	NG	NM	NM	NM	NP	ZE	PP
<b>NP</b>	NG	NM	NP	NP	ZE	PP	PM
<b>ZE</b>	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
<b>PP</b>	NM	NP	ZE	PP	PP	PM	PG
<b>PM</b>	NP	ZE	PP	PM	PM	PM	PG
<b>PG</b>	ZE	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Sendo que: NG-negativo grande, NM-negativo médio, NP-negativo pequeno, ZE-zero, PP-positivo pequeno, PM-positivo médio, PG-positivo grande.

Tab. 4.4: Base de regras fuzzy para o cálculo de  $\alpha$

$\Delta e_N / e_N$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
<b>NG</b>	MG	MG	MG	G	PG	P	ZE
<b>NM</b>	MG	MG	G	G	AG	P	MP
<b>NP</b>	MG	AG	G	MG	MP	P	MP
<b>ZE</b>	P	PG	AG	ZE	AG	PG	P
<b>PP</b>	MP	P	MP	MG	G	AG	MG
<b>PM</b>	MP	P	AG	G	G	MG	MG
<b>PG</b>	ZE	P	PG	G	MG	MG	MG

Sendo que: ZE-zero, MP-muito pequeno, P-pequeno, PG-pouco grande, AG-algo grande, G-grande e MG-muito grande.

### Ganho Ajustável Fuzzy

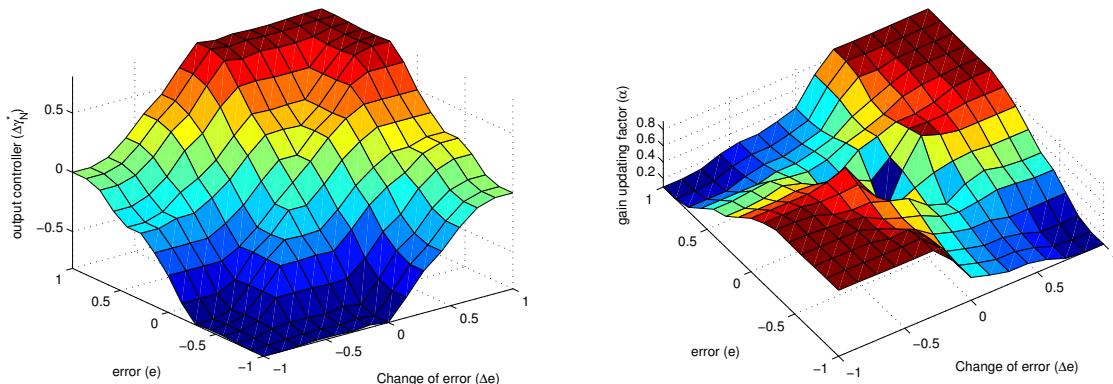
O objetivo do bloco GAF é atualizar continuamente e em tempo real o valor de  $\alpha$  em cada período de amostragem. O valor  $\alpha$  é necessário para controlar a porcentagem do fator de escala de saída " $G_{\gamma^*}$ " que será utilizado num determinado contexto, então:

$$\Delta\gamma^* = (\alpha \cdot G_{\gamma^*}) \cdot \Delta\gamma_N^* \quad (4.37)$$

A base de regras do bloco GAF foi baseado no conhecimento adquirido acerca do controle direto de torque do MIT, com base no esquema de controle DTC proposto em [3], com o objetivo de melhorar o desempenho do controlador, por exemplo, quando  $e$  e  $\Delta e$  têm sinais opostos, isto significa que o torque estimado  $T_{em}$  está se aproximando ao torque de referência  $T_{em}^*$ , o fator de escala de saída  $G_{\gamma^*}$  deve ser reduzido a um valor pequeno através de  $\alpha$ , isto é: SE  $e$  é  $PM$  e  $\Delta e$  é  $NM$  ENTÃO  $\alpha$  é  $P$ .

Por outro lado, quando  $e$  e  $\Delta e$  têm sinais iguais, isto significa que o torque estimado  $T_{em}$  está se afastando do torque de referência  $T_{em}^*$ , o fator de escala de saída  $G_{\gamma^*}$  deve ser aumentado a um valor maior através de  $\alpha$  com a finalidade de evitar que o torque se afaste da referência, isto é: SE  $e$  é  $PM$  e  $\Delta e$  é  $PM$  ENTÃO  $\alpha$  é  $MG$ .

A superfície de controle que relaciona " $e$ ,  $\Delta e$ ,  $\Delta\gamma_N^*$ ", assim como a superfície de controle que relaciona " $e$ ,  $\Delta e$ ,  $\alpha$ " são mostrados na Fig. 4.18.



(a) Superfície da Saída do Controlador FPI ( $\Delta\gamma_N^*$ ).      (b) Superfície da Saída do Controlador GAF( $\alpha$ ).

Fig. 4.18: Superfície do: (a) da saída do controlador FPI e (b) saída do controlador GAF.

O método de inferência implementado neste controlador é a implicação Mandani e o método de agregação utilizado foi o max-min. Por outro lado, o centro de área é usado como método de

defuzzificação.

#### 4.3.5 Vantagens e Desvantagens

As principais características do DTC-SVM com controladores fuzzy são:

- Controle direto do fluxo e do torque.
- Controle indireto das tensões e correntes do estator.
- Forma de onda do fluxo e da corrente do estator aproximadamente senoidais.
- Pequenas oscilações de torque.
- Alto desempenho dinâmico.
- Frequência de chaveamento constante, através da modulação por vetores espaciais, para o comando das chaves do inversor.

As principais vantagens do DTC-SVM com controladores fuzzy são:

- Baixas oscilações do torque (baixo ripple).
- Frequência de chaveamento constante.
- Menor tempo de resposta do torque.

No entanto, as mais relevantes desvantagens são:

- Presença de um bloco para a modulação da tensão.
- Presença de transformação de coordenadas.
- Possíveis problemas durante a partida e em operações de baixa velocidade (acoplamento) e durante mudanças na referência do torque.
- Necessidade de estimador de torque e de fluxo (mesmo problema existe no controle vetorial)
- É necessário conhecer a posição exata do fluxo do rotor aumentando o custo computacional no uso de funções trigonométricas.
- A quantidade de regras dos controladores fuzzy incrementa o custo computacional.

# Capítulo 5

## Procedimentos para a Simulação

### 5.1 Introdução

Nos capítulos anteriores foi apresentado o modelo matemático do motor de indução trifásico assim como os cinco esquemas de controle analisados neste trabalho. Para obtermos os resultados que possibilitem a análise do desempenho dos esquemas de controle aplicados no MIT, primeiro simularemos o motor de indução a partir das equações diferenciais que descrevem seu comportamento dinâmico, seguidamente simularemos os cinco esquemas de controle, descrevendo os procedimentos adotados para seu correto funcionamento.

Na área de conhecimento da engenharia elétrica existem diversos programas que resolvem equações diferenciais ordinárias, no entanto neste trabalho opto-se por utilizar o Simulink/Matlab que é bastante usado no meio acadêmico e com grande número de aplicações na engenharia elétrica. O Simulink tem como vantagem principal o fato de ser um programa gráfico e de fácil manipulação. O programa possui alguns blocos de funções prontos para a criação dos modelos. Este programa possibilita a resolução numérica das equações diferenciais utilizando uma grande diversidade de algoritmos numéricos de reconhecida eficiência. O procedimento de resolução utilizado para todos os casos estudados neste trabalho baseia-se no uso do método de integração numérica Trapezoidal.

### 5.2 Motor de Indução Trifásico

Nesta seção descreveremos os procedimentos que foram tomadas em conta para a simulação do MIT. A partir das equações dinâmicas do MIT foi implementado o diagrama em função de blocos prontos do Simulink/Matlab, na Fig. 5.1 mostra-se o bloco principal que representa o MIT, no lado esquerdo deste bloco observa-se três entradas, que são: 1. as tensões trifásicas aplicadas no estator as mesmas que estão multiplexadas ( $V_{s-abc}$ ), 2. torque de carga aplicada no eixo do motor ( $T_{carga}$ )

e 3. as tensões trifásicas aplicadas no rotor as mesmas que também estão multiplexadas ( $V_{r-abc}$ ), esta última entrada será curto-circuitada para o caso do motor de indução gaiola de esquilo. Por outro lado, no lado direito do bloco tem-se sete saídas, as quais são: 1. velocidade angular do eixo do motor ( $\omega_{rm}$ ), 2. torque eletromagnético ( $T_{em}$ ), 3. as correntes trifásicas presentes no estator ( $I_{s-abc}$ ), 4. as correntes trifásicas presentes no rotor ( $I_{r-abc}$ ), 5. fluxo concatenado do estator com suas componentes no eixo real e imaginário ( $PSI_{s-qd}$ ), 6. as componentes complexas da corrente do estator ( $I_{s-qd}$ ), 7. a componente real é imaginária da tensões do estator ( $V_{s-qd}$ ), as três ultimas saídas foram obtidas através de transformações do sistema trifásico para bifásico.

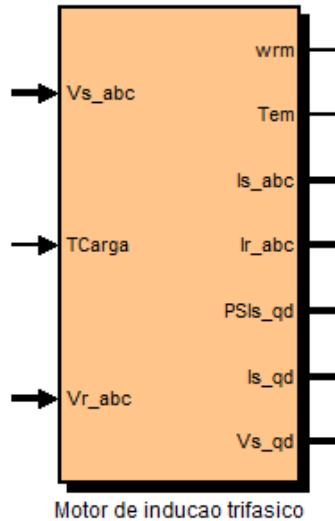


Fig. 5.1: Bloco Principal do Motor de Indução Trifásico.

A Fig. 5.2 mostra o interior do bloco principal do MIT que consta dos seguintes sub-blocos: 1. sistema de referência do estator, 2. sistema de referência do rotor, 3. transformação de coordenadas trifásicas (abc) para bifásicas (qd0), 4. equações dinâmicas do motor de indução e 5. transformação de coordenadas bifásicas (qd0) para trifásicas (abc).

A Fig. 5.4 mostra o interior do bloco sistema de referência do estator, a função deste bloco é gerar o seno e o cosseno do ângulo entre o eixo magnético da **fase a** do estator e o eixo real do sistema de referência arbitrário  $\theta$ , sendo que  $\omega$  representa a velocidade do sistema de referência arbitrário na qual serão representados os vetores espaciais da corrente, fluxo e tensão do MIT, então, o ângulo  $\theta$  é a integral da velocidade angular  $\omega$ .

A Fig. 5.5 mostra o interior do bloco sistema de referência do rotor, a função deste bloco é gerar o seno e o cosseno do ângulo entre o eixo real do sistema de referência arbitrário e o eixo real do sistema fixado no rotor ( $\theta - \theta_r$ ), sendo que  $\omega$  é a velocidade do sistema de referência arbitrário e  $\omega_r$  é

a velocidade do sistema de referência fixado no rotor, então, o ângulo ( $\theta - \theta_r$ ) é calculado integrando a diferença das velocidades ( $\omega - \omega_r$ ).

A saída dos dois blocos descritos anteriormente serão utilizadas para a transformação de coordenadas trifásicas para um sistema de coordenadas bifásico arbitrário.

Observa-se também que o valor de  $\omega$  determina o sistema de referência, por exemplo, quando  $\omega = 0$  o sistema de referência será o estacionário, quando  $\omega = \omega_s$  o sistema de referência será o síncrono e quando  $\omega = \omega_r$  o sistema de referência estará fixado no rotor [Fig. 5.3].

Em nosso caso adotaremos o modelo do MIT no sistema de referência estacionário ( $\omega = 0$ ).

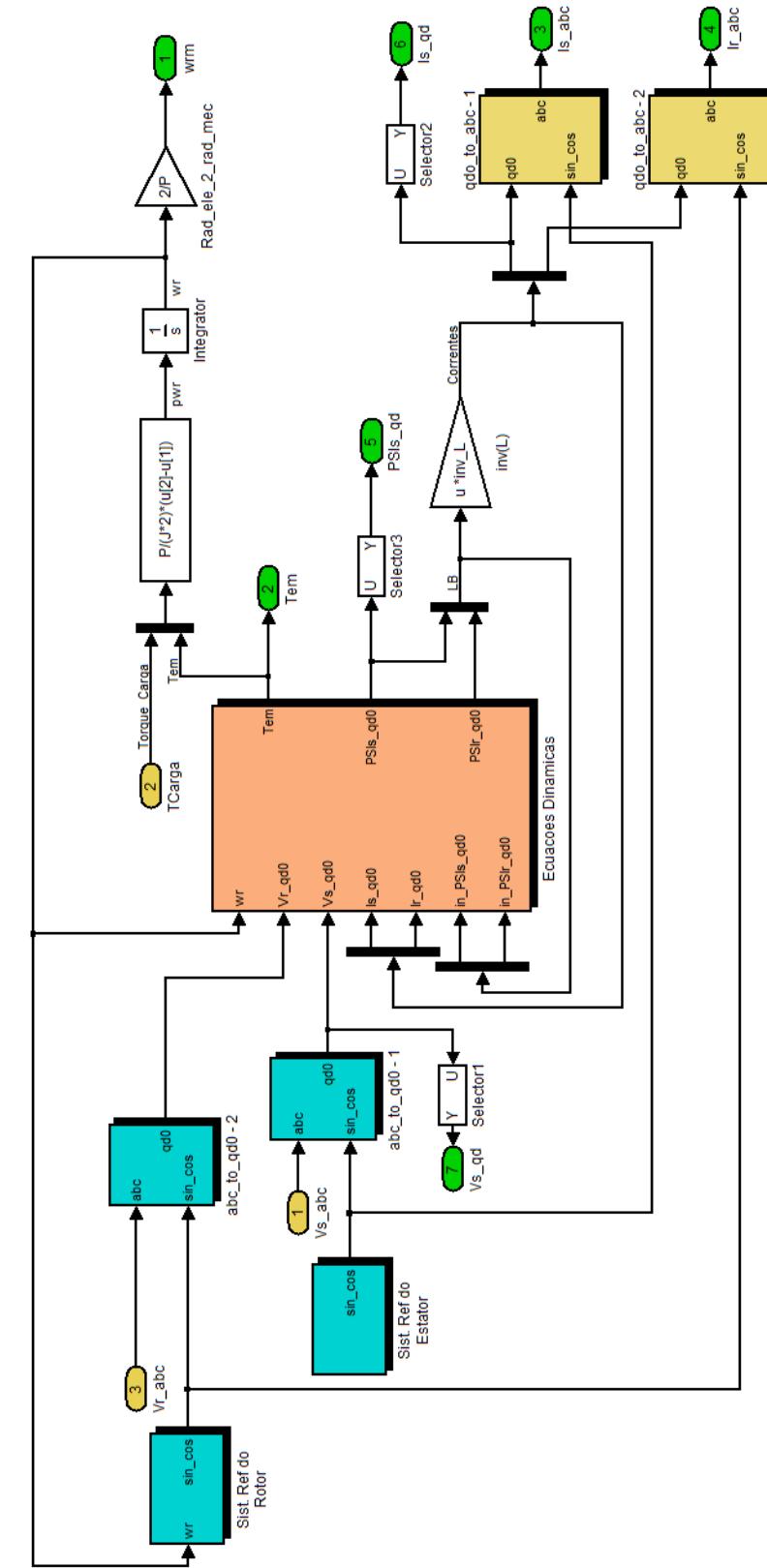


Fig. 5.2: Interior do Bloco Principal do Motor de Indução Trifásico.

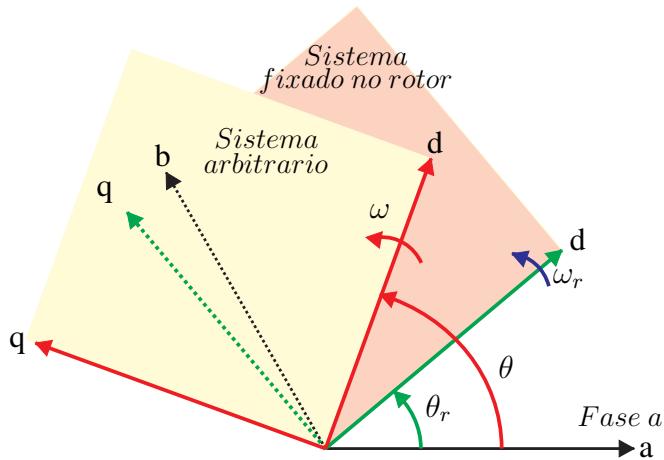


Fig. 5.3: Sistema de Referência Arbitrário em Relação à Fase a do MIT.

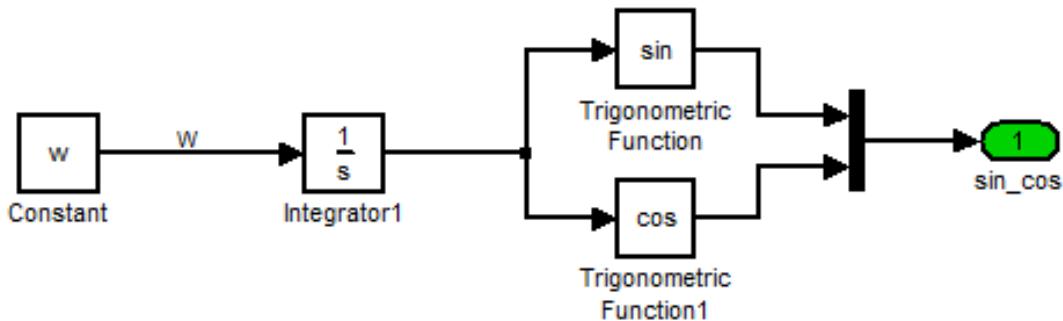


Fig. 5.4: Interior do Bloco Sistema de Referência do Estator.

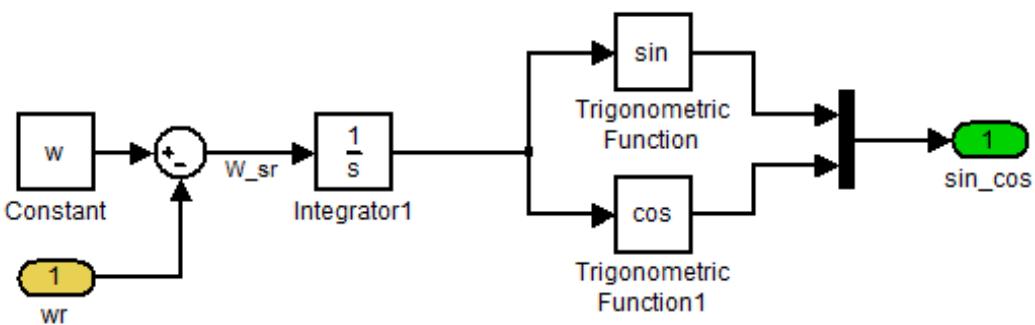


Fig. 5.5: Interior do Bloco Sistema de Referência do Rotor.

Na Fig. 5.2, observa-se que as correntes do estator e do rotor são obtidas a partir dos fluxos e da inversa da matriz de indutâncias.

Os fluxos do estator e do rotor estão relacionados com suas respectivas correntes através da seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L'_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L'_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

A expressão anterior pode ser representada em sua forma matricial, isto é:

$$\psi = \mathbf{L}\mathbf{i} \quad (5.2)$$

A partir da expressão anterior é possível calcular as correntes, isto é:

$$\mathbf{i} = \text{inv}(\mathbf{L})\psi \quad (5.3)$$

Esta última expressão será implementada na simulação. Por outro lado, a equação de movimento do rotor é:

$$T_{em} = \frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + T_L \quad (5.4)$$

Na simulação, a partir da equação anterior, calcula-se a velocidade do rotor  $\omega_r$  com o conhecimento prévio do torque eletromagnético  $T_{em}$  e do torque de carga  $T_L$ , assim como das constantes **J** e **P**. Sendo que J é o momento de inércia e P é o número de pólos do MIT.

A Fig. 5.6 mostra o interior do bloco de transformação de coordenadas trifásicas (abc) para bifáscicas (qd0) onde foi implementada as seguintes equações:

$$U_q = \frac{2}{3}(U_a \cos(\omega t) + U_b \cos(\omega t - 2\pi/3) + U_c \cos(\omega t + 2\pi/3)) \quad (5.5)$$

$$U_d = \frac{2}{3}(U_a \sin(\omega t) + U_b \sin(\omega t - 2\pi/3) + U_c \sin(\omega t + 2\pi/3)) \quad (5.6)$$

$$U_0 = \frac{1}{3}(U_a + U_b + U_c) \quad (5.7)$$

Sendo que  $\omega$  é a velocidade na qual gira o sistema de referência arbitrário.

A Fig. 5.7 mostra o interior do bloco equações dinâmicas do motor de indução. Este bloco implementa as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do MIT, as quais são:

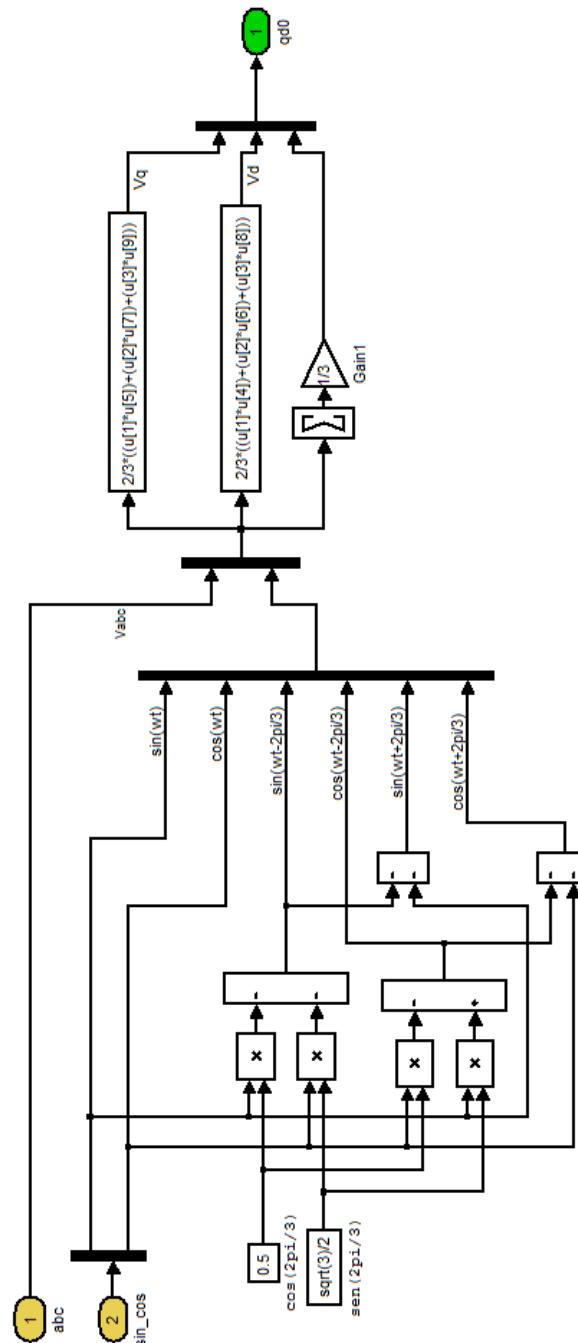


Fig. 5.6: Interior do Bloco de Transformação de Coordenadas Trifásicas (abc) para Bifásicas (qd0).

$$U_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \quad (5.8)$$

$$U_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \quad (5.9)$$

$$U_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \psi_{0s} \quad (5.10)$$

$$U_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega - \omega_r) \psi_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} \quad (5.11)$$

$$U_{dr} = r_r i_{dr} - (\omega - \omega_r) \psi_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} \quad (5.12)$$

$$U_{0r} = r_r i_{0r} + \frac{d}{dt} \psi_{0r} \quad (5.13)$$

A partir das equações (5.8)-(5.13) coloca-se em evidencia as derivadas das componentes do vetor espacial do fluxo do estator e do rotor, então:

$$\frac{d}{dt} \psi_{qs} = U_{qs} - r_s i_{qs} - \omega \psi_{ds} \quad (5.14)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{ds} = U_{ds} - r_s i_{ds} + \omega \psi_{qs} \quad (5.15)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{0s} = U_{0s} - r_s i_{0s} + \quad (5.16)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{qr} = U_{qr} - r_r i_{qr} - (\omega - \omega_r) \psi_{dr} \quad (5.17)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{dr} = U_{dr} - r_r i_{dr} + (\omega - \omega_r) \psi_{qr} \quad (5.18)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{0r} = U_{0r} - r_r i_{0r} \quad (5.19)$$

Integrando as equações anteriores se tem as componentes qd0 dos fluxos do estator e rotor como se observa na Fig. 5.7.

Também foi inserida neste bloco a equação para o cálculo do torque eletromagnético a partir do produto vetorial dos vetores espaciais do fluxo e da corrente do estator, então:

$$T_{em} = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right) \psi_s \times i_s \quad (5.20)$$

$$T_{em} = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (5.21)$$

Sendo que  $P$  é o número de pólos do MIT. Por outro lado, na Fig. 5.8 observa-se o interior do bloco de transformação de coordenadas bifásicas (qd0) para trifásicos (abc) com a finalidade de calcular as tensões e correntes trifásicas presentes no MIT.

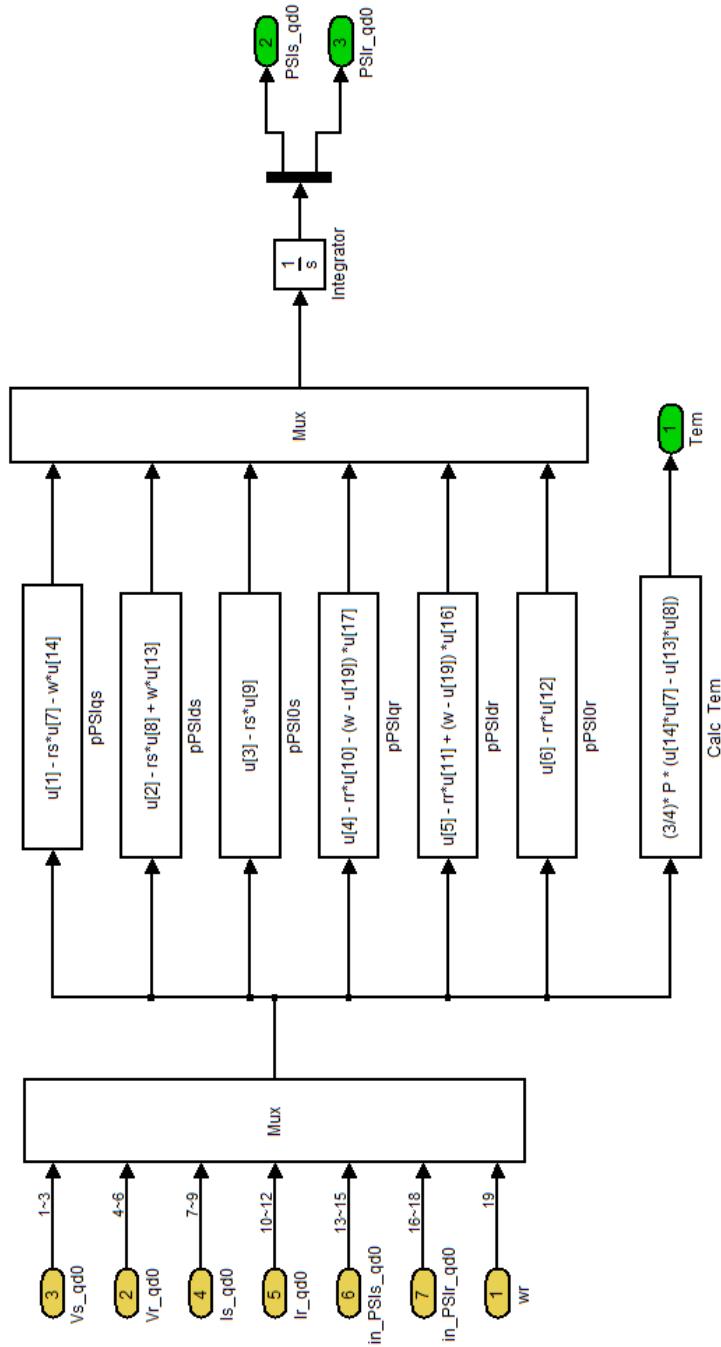


Fig. 5.7: Interior do Bloco Equações Dinâmicas do Motor de Indução.

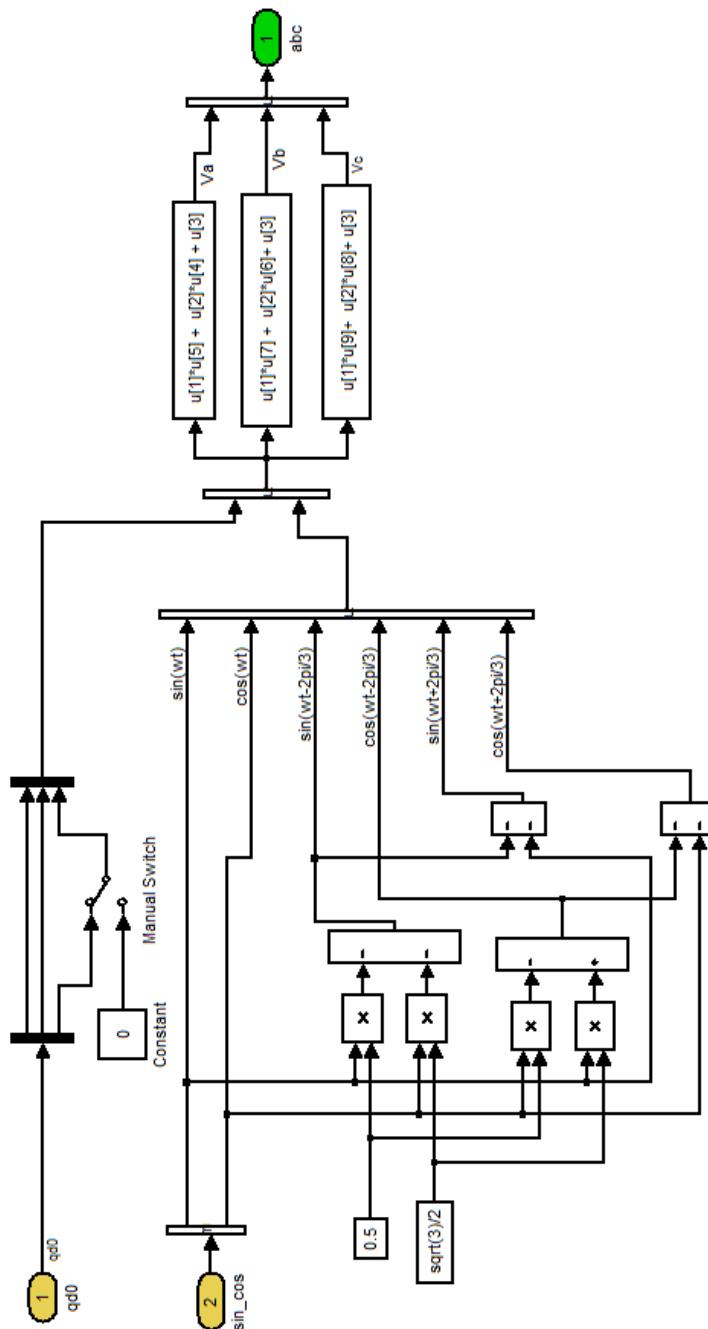


Fig. 5.8: Interior do Bloco Transformação de Coordenadas Bifásicas ( $qd0$ ) para Trifásicas ( $abc$ ).

## 5.3 Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento

Nesta seção descreveremos os procedimentos que foram adotadas na simulação deste esquema de controle com base na parte teórica apresentada no seção 3.3. Na seção anterior foi descrito o bloco que representa o MIT, a mesma que será utilizada para validar o bom desempenho deste esquema de controle.

Na Fig. 5.9 tem-se o diagrama completo do controle direto de torque que foi simulado, na qual pode-se distinguir os seguintes blocos: 1. bloco principal do controle direto de torque, 2. bloco principal do MIT e 3. bloco principal para estimativa do torque eletromagnético e do fluxo.

Com a finalidade de minimizar o erro da velocidade do rotor ( $\omega_{rm}^* - \omega_{rm}$ ) foi utilizado o controlador PI, este controlador tem a saída limitada a uma vez e meio o valor nominal do torque eletromagnético, para isto foi necessário utilizar o bloco de saturação.

Observa-se também a presença de blocos de memória nas variáveis de realimentação, estes blocos permitem ter acesso as variáveis de realimentação num tempo anterior antes da ação de controle acontecer de fato. Isto quer dizer que primeiro se mede as variáveis de controle num tempo  $t$ , com base nestas medidas o esquema de controle calcula a tensão  $V_{abc}$  necessária para minimizar os erros, e no tempo  $t+1$  esta tensão é aplicada no MIT.

A continuação descreveremos cada um dos blocos principais que compõem o esquema de controle apresentado a exceção do bloco do MIT que foi descrito na seção anterior.

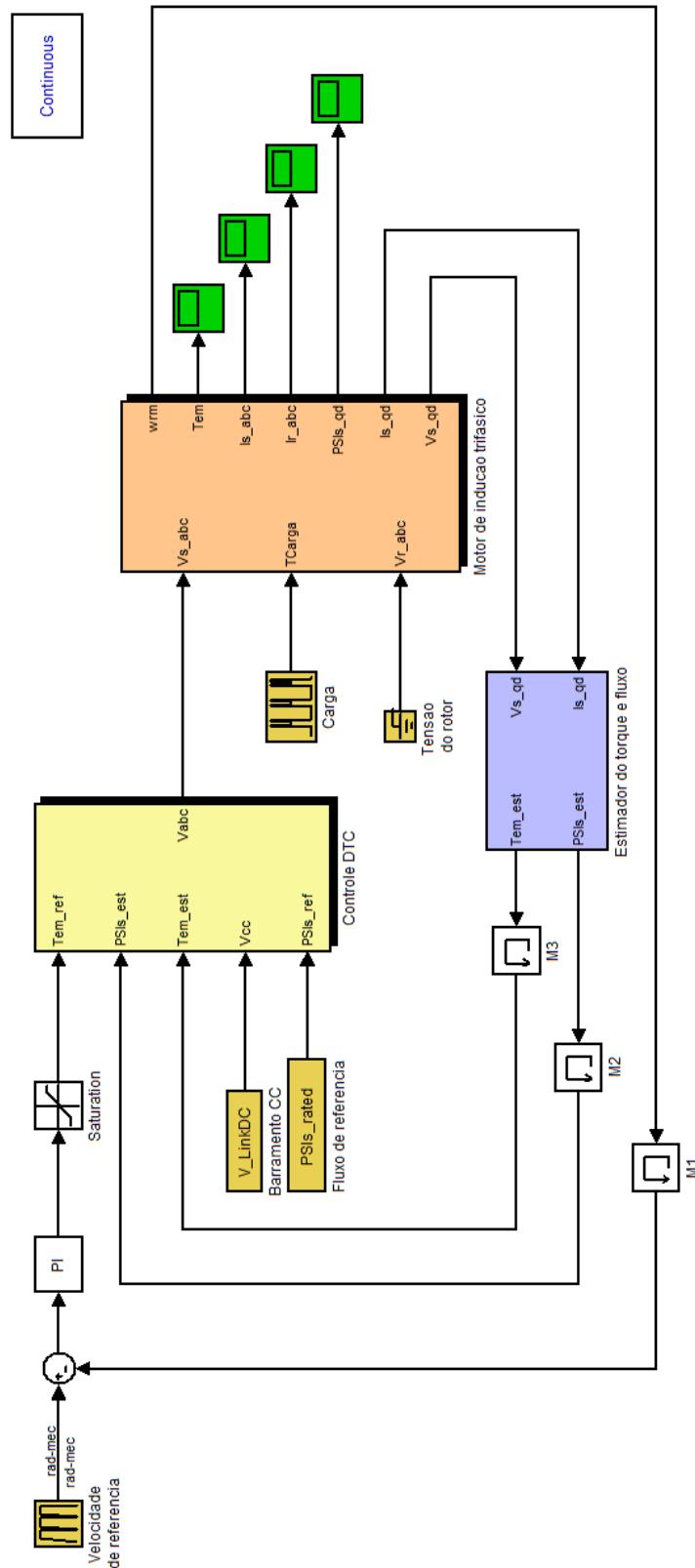


Fig. 5.9: Diagrama do Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento.

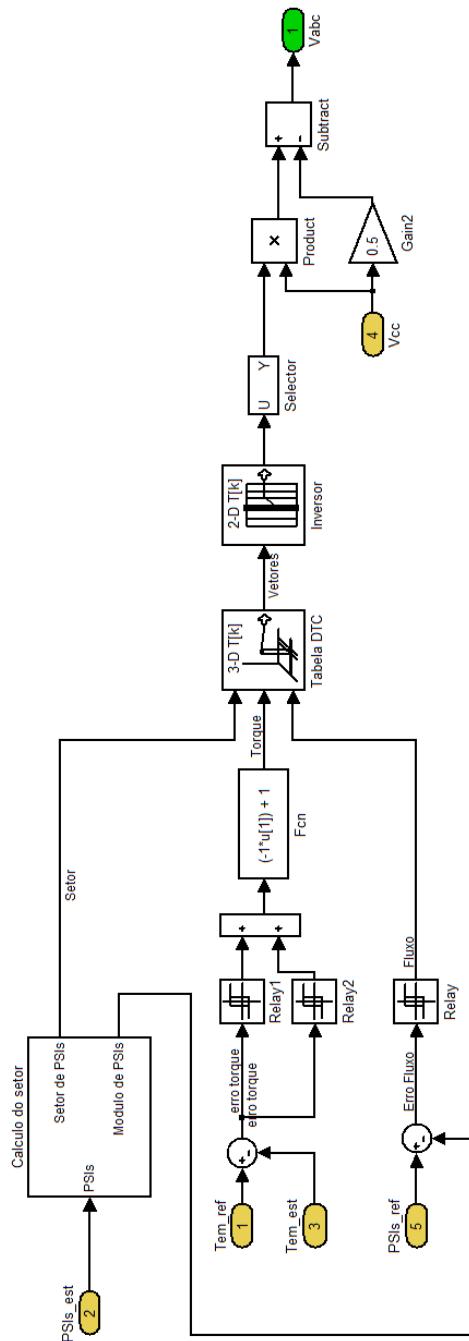


Fig. 5.10: Interior do Bloco Principal do Controle Direto de Torque.

Na Fig. 5.10 tem-se o interior do bloco principal do controle direto de torque, onde as entradas são: 1. torque eletromagnético de referência ( $Tem_{ref}$ ), 2. fluxo concatenado estimado do estator ( $PSIs_{est}$ ), 3. torque eletromagnético estimado ( $Tem_{est}$ ), 4. tensão do barramento de corrente contínua ( $V_{cc}$ ) e 5. fluxo concatenado de referência do estator ( $PSIs_{ref}$ ). Por outro lado, sua única

saída é a tensão trifásica ( $V_{abc}$ ) necessária a ser aplicada no MIT para minimizar o erro do torque e do fluxo. Neste bloco foram implementadas os comparadores de histerese de dois e de três níveis a partir de blocos de relay, seguidamente temos uma tabela com três entradas as quais são: 1. setor do fluxo concatenado do estator, 2. Nível do torque eletromagnético -1,0,1 que será representado por seu equivalente 0,1,2 pelo fato de não permitir indices negativos nesta tabela e 3. Nível do fluxo concatenado do estator 0,1. A saída desta tabela proporciona os oito vetores de chaveamento que são possíveis com as três chaves superiores, entanto que, o estado das chaves inferiores serão complementares as chaves superiores.

Na Fig. 5.11 tem-se o interior do bloco para o cálculo do setor do fluxo concatenado do estator, cuja entrada é o fluxo concatenado do estator e as saídas são o módulo e o setor do fluxo do estator.

Na Fig. 5.12 tem-se o interior do bloco para a estimação do torque eletromagnético e do fluxo do estator, cujas entradas são a tensão do estator ( $V_{s-qd}$ ) e a corrente do estator ( $I_{s-qd}$ ), por outro lado, as saídas são o torque eletromagnético estimado ( $T_{em,est}$ ) e o fluxo estimado do estator ( $PSI_{s,est}$ ).

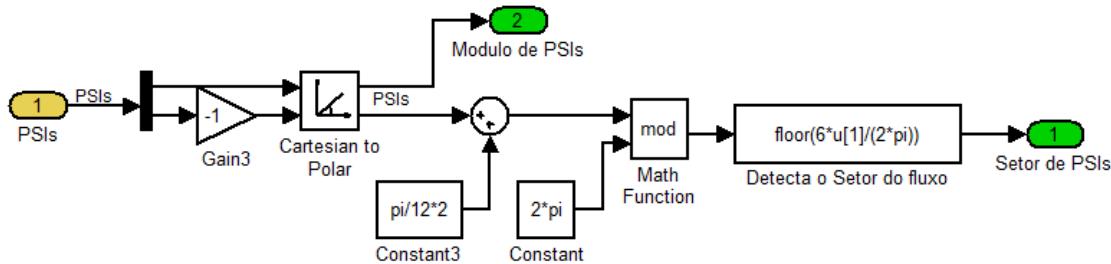


Fig. 5.11: Interior do Bloco para o Cálculo do Setor do Fluxo Concatenado do Estator.

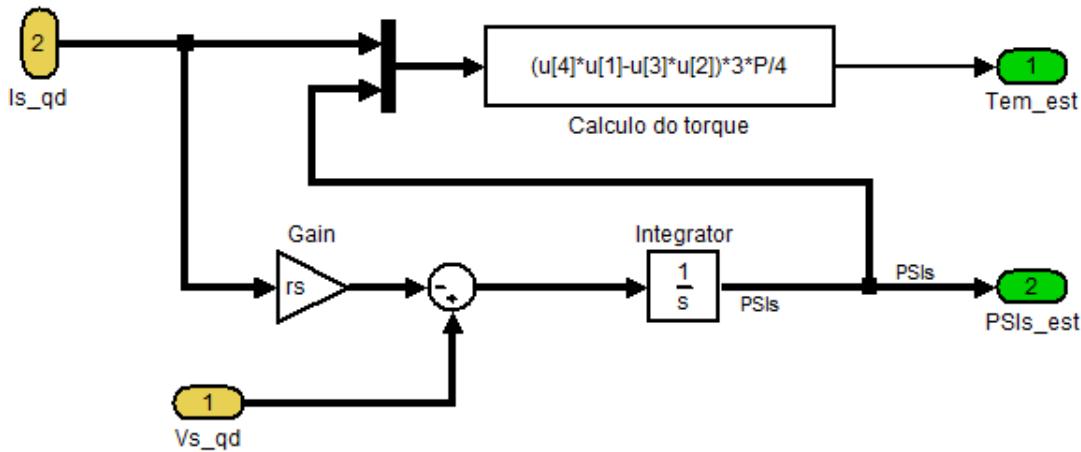


Fig. 5.12: Interior do Bloco para a Estimação do Torque Eletromagnético e do Fluxo do Estator.

## 5.4 Inversor de Dois Níveis com Modulação por Vetores Espaciais

Os seguintes esquemas de controle que serão detalhados nas seguintes seções trabalham com o inversor de dois níveis com modulação por vetores espaciais simétrico, então foi necessário o estudo deste técnica de modulação assim como sua implementação para sua posterior simulação. Na Fig. 5.13 tem-se o bloco principal do inversor que tem as seguintes três entradas: 1. amplitude normalizada do vetor espacial da tensão a ser sintetizado (Ampl), 2. ângulo do vetor espacial da tensão a ser sintetizado, e 3. tensão do barramento de corrente contínua ( $V_{CC}$ ), entanto que, a única saída é a tensão trifásica sintetizada ( $V_{abc}$ ).

No interior do bloco principal do inversor [Fig. 5.14], observa-se os seguintes blocos: 1. bloco para a amostragem do sinal, 2. bloco para o cálculo dos tempos que cada vetor de chaveamento será aplicado (vide seção 3.4), 3. bloco para a escolha da sequência de chaveamento ótima, 4. bloco para comparação dos tempos com o período de chaveamento e gerar unidades temporais, e 5. bloco do inversor ideal.

Na Fig. 5.19 tem-se o interior do bloco amostragem, onde as duas entradas (amplitude e ângulo) são discretizados de acordo com a frequência de modulação. A finalidade é simular a implementação num dispositivo digital, onde os cálculos são realizados dentro do período de chaveamento e os vetores espaciais são discretizados. A amplitude foi normalizada por comodidade (uma amplitude unitária na entrada faz com que a amplitude logo da normalização seja ligeiramente menor, de modo que o tamanho do vetor espacial mantenha-se dentro do hexágono).

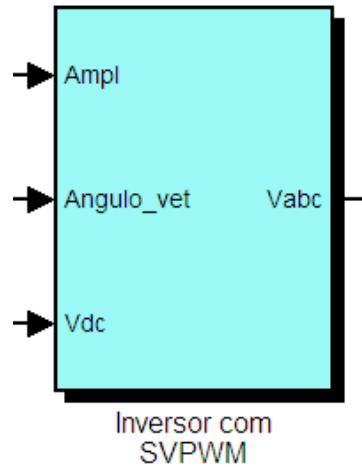


Fig. 5.13: Bloco Principal do Inversor de Dois Níveis com Modulação por Vetores Espaciais.

Na Fig. 5.15 tem-se o interior do bloco para o cálculo dos tempos que cada vetor de chaveamento será aplicado. O bloco tem como entradas a amplitude e o ângulo do vetor espacial da tensão, entanto que, as saídas são  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_0$  e o setor na qual se encontra o vetor espacial da tensão. Inicialmente determina-se o setor na qual se encontra o vetor espacial da tensão que será sintetizada, logo os tempos que os vetores de chaveamento serão aplicados.

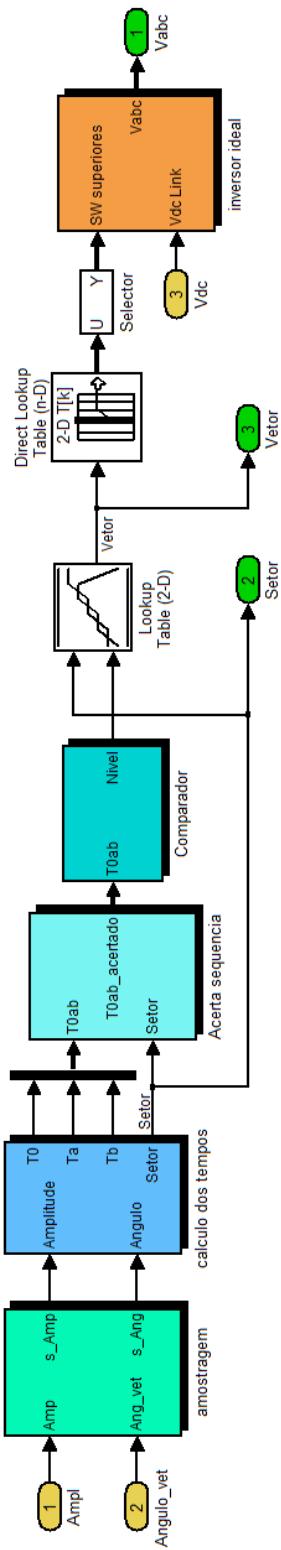


Fig. 5.14: Interior do Bloco Principal do Inversor de Dois Níveis.

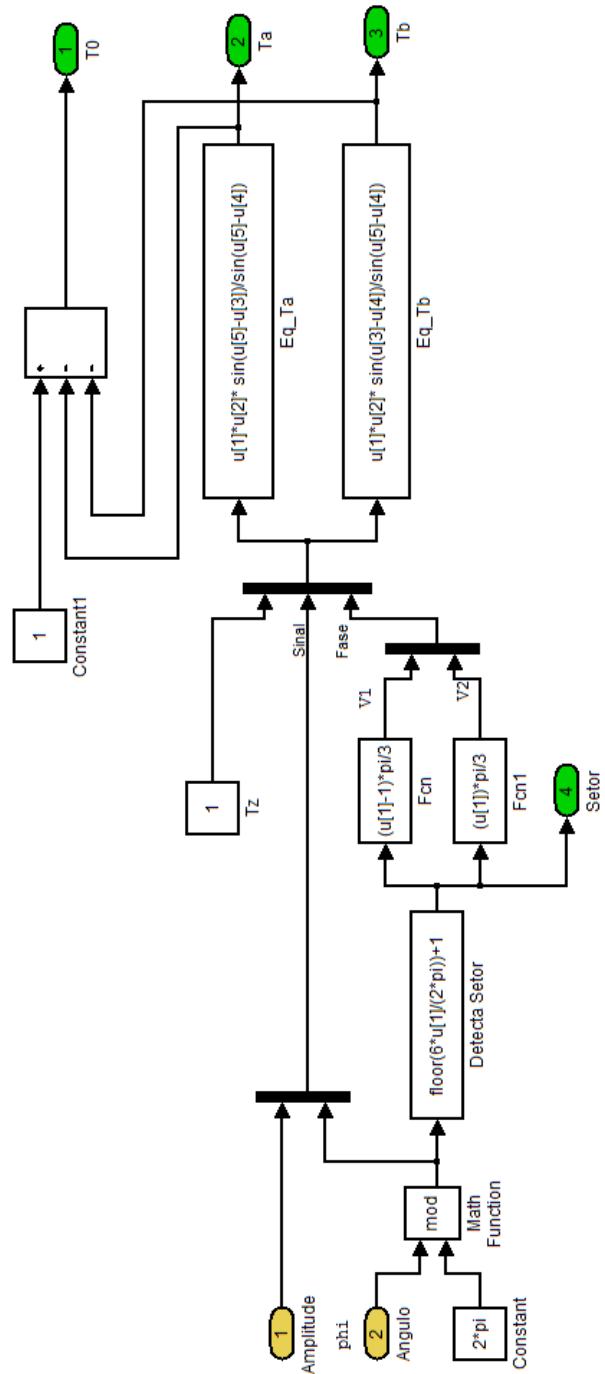


Fig. 5.15: Interior do Bloco para o Cálculo dos Tempos.

A continuação utiliza-se a seguinte expressão para o cálculo dos tempos que permanecerão ligados cada um dos vetores de chaveamento:

$$T_a = (T_z)(a) \frac{\sin(v_2 - \phi)}{\sin(v_2 - v_1)} \quad (5.22)$$

$$T_b = (T_z)(a) \frac{\sin(\phi - v_1)}{\sin(v_2 - v_1)} \quad (5.23)$$

$$T_0 = T_z - T_a - T_b \quad (5.24)$$

Sendo que " $v_1$  e  $v_2$ " são os ângulos dos vetores de chaveamento que delimitam o setor, " $T_z$ " é o período de chaveamento e " $a$ " é a amplitude normalizada do vetor espacial da tensão que será sintetizada. Por outro lado,  $v_1$  e  $v_2$  dependem do setor como é apresentado na tabela 5.1.

Tab. 5.1: Ângulo dos vetores de chaveamento adjacentes.

Setor	$v_1$	$v_2$
Setor 1	$0^\circ$	$60^\circ$
Setor 2	$60^\circ$	$120^\circ$
Setor 3	$120^\circ$	$180^\circ$
Setor 4	$180^\circ$	$240^\circ$
Setor 5	$240^\circ$	$300^\circ$
Setor 6	$300^\circ$	$360^\circ$

Na Fig. 5.20 tem-se o interior do bloco para otimizar a sequência de chaveamento. Com o objetivo de reduzir as perdas por chaveamento temos que encontrar a sequência ótima dos vetores de chaveamento para que cada chave commute só uma vez no período de chaveamento ( $T_z$ ), esta sequência depende do setor onde se encontra o vetor de tensão a ser sintetizado, podendo ser ímpar ou par, quando o setor é ímpar, como é o caso da Fig. 5.16, a sequência de chaveamento ótima é  $\vec{S}_0(000)$ ,  $\vec{S}_1(100)$ ,  $\vec{S}_2(110)$ ,  $\vec{S}_7(111)$ , logo se faz um espelho para a outra metade do período de chaveamento, no entanto, quando o setor é par, como é o caso da Fig. 5.17, a sequência de chaveamento terá que ser invertida começando pelo lado esquerdo, isto é  $\vec{S}_0(000)$ ,  $\vec{S}_3(010)$ ,  $\vec{S}_2(110)$ ,  $\vec{S}_7(111)$ .

Na Fig. 5.21 tem-se o interior do bloco comparador, este bloco tem a função de comparar os tempos com a amplitude de uma onda triangular e gerar unidades temporais, cada um dos três blocos (o interior de um desses blocos é mostrado na Fig. 5.22) que compõem este sistema geram níveis cujos valores são zero ou um, por exemplo, quando a amplitude da onda triangular é menor que  $\frac{T_0}{4} + \frac{T_a}{4}$  a saída é zero, entanto que, quando a amplitude da onda triangular é maior que esta soma, a saída é um como é apresentado na Fig. 5.18.

Na Fig. 5.23 tem-se a representação de um inversor ideal que a partir do estado das chaves superiores do inversor, gera sinais de tensão.

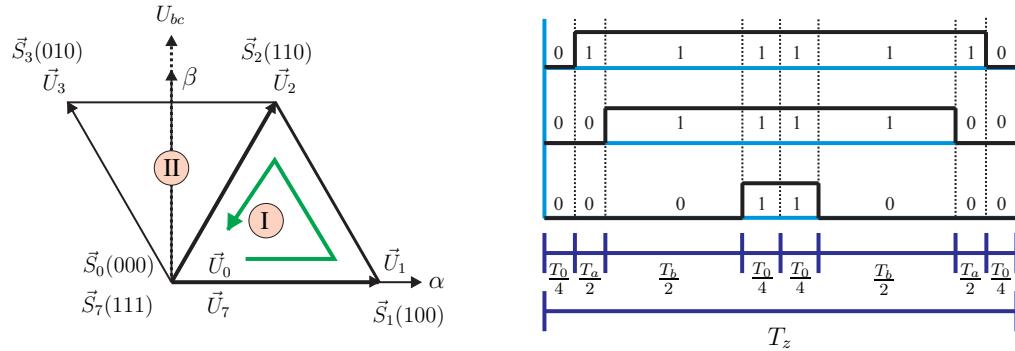


Fig. 5.16: Sequência de Chaveamento para o Setor Ímpar.

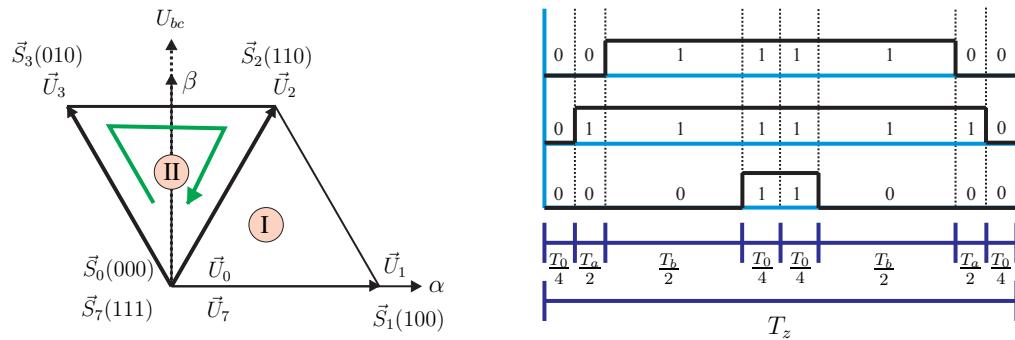


Fig. 5.17: Sequência de Chaveamento para o Setor Par.

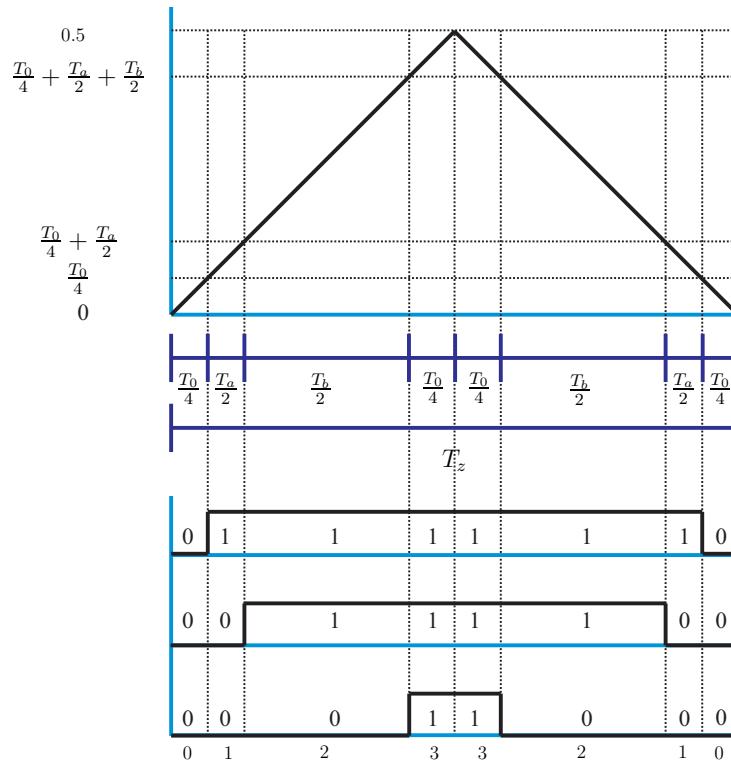


Fig. 5.18: Comparação dos Tempos para o Bloco Comparador.

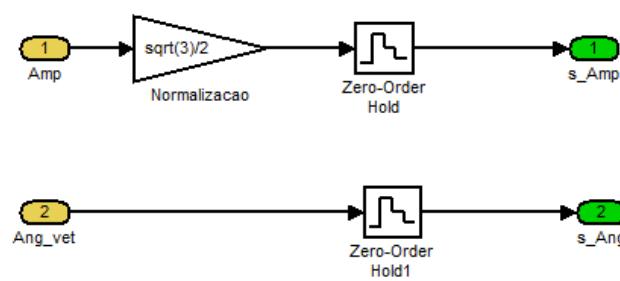


Fig. 5.19: Interior do Bloco Amostragem.

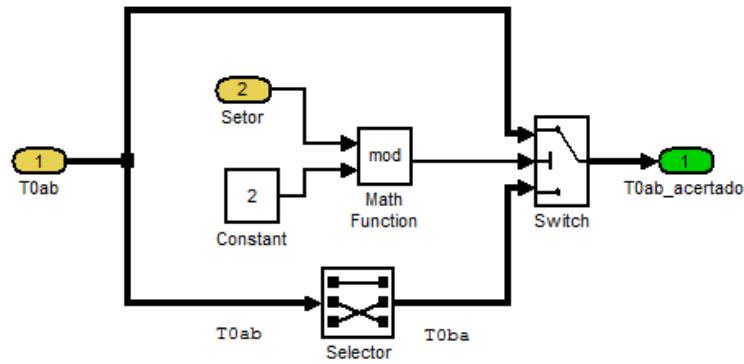


Fig. 5.20: Interior do Bloco Acerta Sequência.

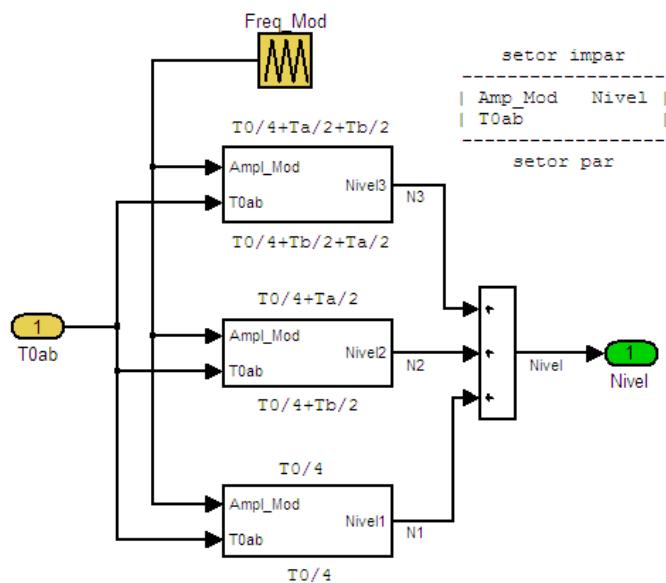


Fig. 5.21: Interior do Bloco Comparador.

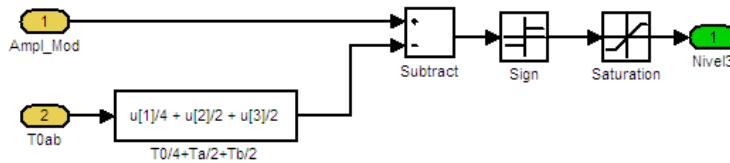


Fig. 5.22: Interior do Bloco de Geração de Níveis.

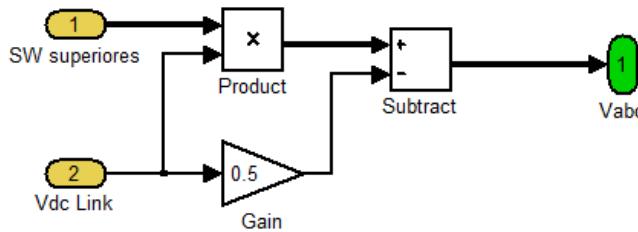


Fig. 5.23: Interior do Bloco Inversor Ideal.

## 5.5 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator

Nesta seção descreveremos os procedimentos que foram adotadas na simulação deste esquema de controle com base na teoria apresentada no seção 3.5. Na Fig. 5.24 tem-se o esquema de controle implementado no Simulink onde se distinguem os seguintes blocos principais: 1. bloco principal para o controle do fluxo, 2. bloco principal para o controle do torque, 3. bloco principal do inversor de dois níveis com modulação por vetores espaciais, 4. bloco principal do MIT, e 5. bloco principal para a estimativa do torque eletromagnético e do fluxo.

Neste esquema como no caso anterior observa-se a presença de blocos de memória nas variáveis de realimentação com o finalidade de ter acesso as variáveis de realimentação num tempo anterior antes da ação de controle acontecer de fato.

As saídas dos controles de fluxo e do torque são as componentes do eixo real e imaginário da tensão do estator no sistema de referência orientado com o fluxo do estator, então através de uma transformação de coordenadas teremos o vetor espacial da tensão do estator no sistema de referência estacionário. Para ilustrar o anterior observe a Fig. 5.25, no primeiro sistema tem-se só as componentes  $u_{sd}$  e  $u_{sq}$  no sistema de referência orientado com o fluxo do estator, no segundo sistema tem-se a representação polar do vetor espacial da tensão do estator formando um ângulo  $\theta$  com o sistema

de referência orientado com o fluxo do estator e para termos este vetor no sistema de referência estacionário somamos os ângulos  $\theta + \theta_{\psi_s}$  que resulta no ângulo do vetor espacial da tensão do estator em relação ao sistema de referência estacionário.

A continuação descreveremos somente os blocos para o controle do fluxo e do torque eletromagnético, o resto dos blocos já foram descritos nas seções anteriores.

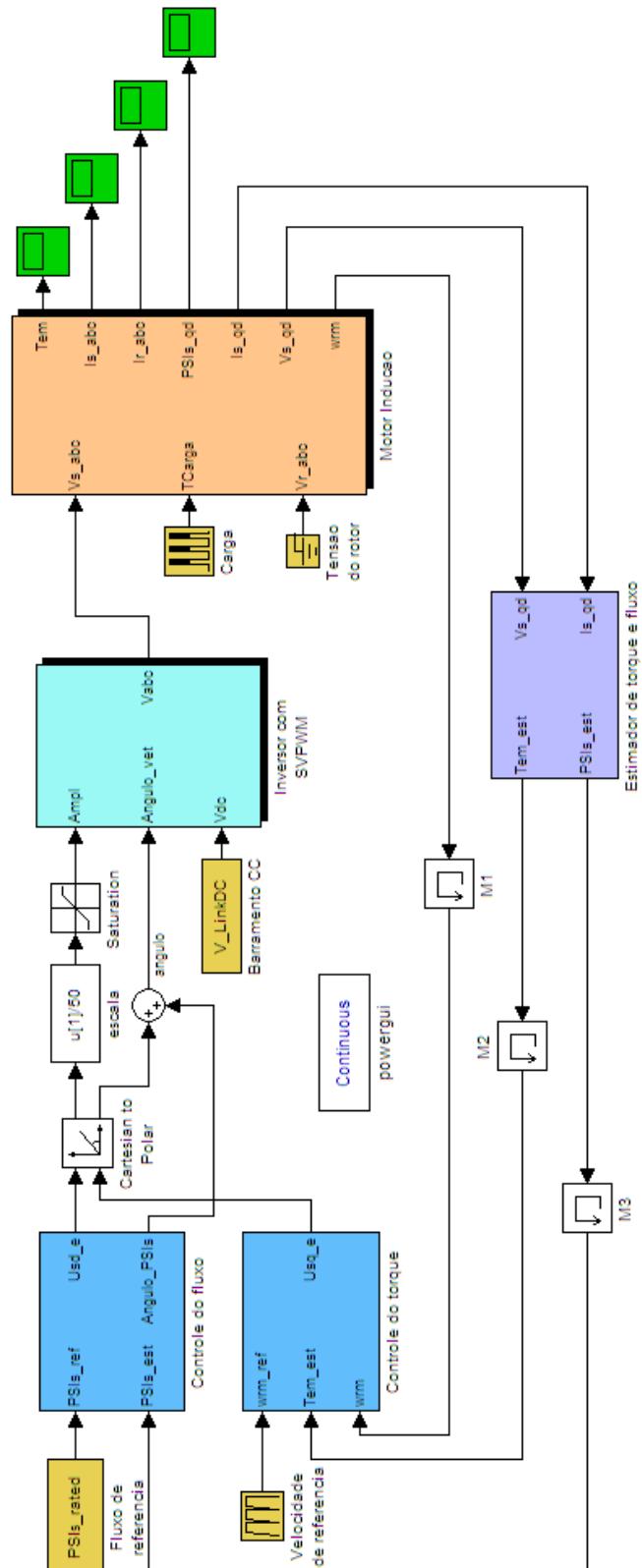


Fig. 5.24: Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator.

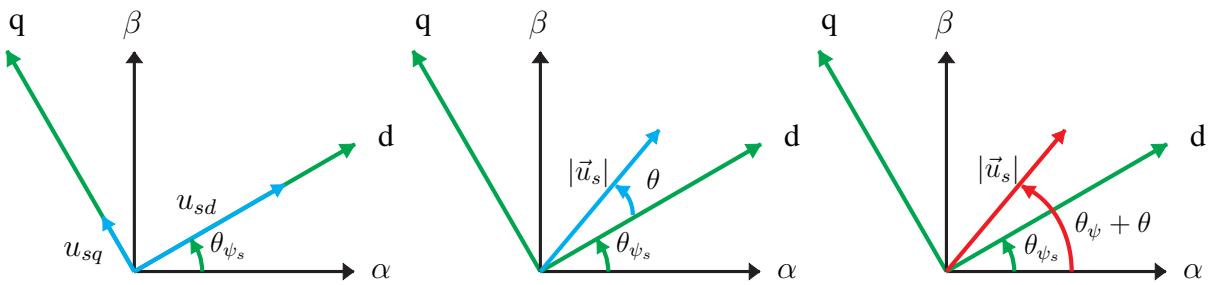


Fig. 5.25: Sistema de Referência Arbitrário em Relação à fase a do MIT.

Na Fig. 5.26 tem-se o interior do bloco para o controle do fluxo do estator, cujas entradas são o módulo do fluxo de referência ( $PSIs_{ref}$ ) e o vetor espacial do fluxo estimado ( $PSIs_{est}$ ), entanto que, as saídas são a componente do eixo real da tensão do estator no sistema de referência orientado com fluxo do estator ( $U_{sd_e}$ ) e o ângulo do vetor espacial do fluxo do estator no sistema de referência estacionário ( $\theta_{\psi_s}$ ). A função deste bloco é determinar a tensão do estator (a componente do eixo real no sistema de referência orientado com o fluxo do estator) necessária para minimizar o erro o fluxo através de um controlador PI, e calcular o ângulo do vetor espacial do fluxo estimado.

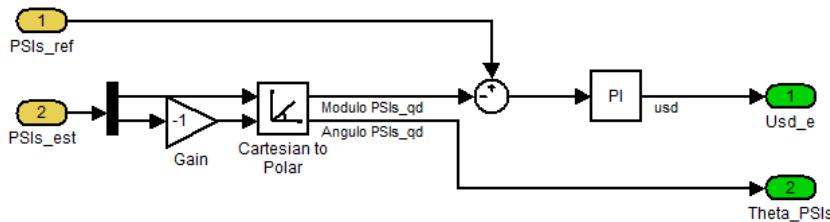


Fig. 5.26: Interior do Bloco para o Controle do Fluxo do Estator.

Na Fig. 5.27 tem-se o interior do bloco para o controle do torque eletromagnético, cujas entradas são: 1. velocidade angular de referência do eixo do motor ( $wrm_{ref}$ ), 2. torque eletromagnético estimado ( $Tem_{est}$ ), e 3. velocidade angular do eixo do motor ( $wrm$ ), entanto que, a saída é a componente do eixo imaginário da tensão do estator no sistema de referência orientado com fluxo do estator ( $U_{sq_e}$ ). O controlador PI da velocidade determina o torque eletromagnético de referência e o controlador PI do torque determina a tensão do estator (a componente do eixo imaginário no sistema de referência orientado com o fluxo do estator) que minimiza o erro do torque.

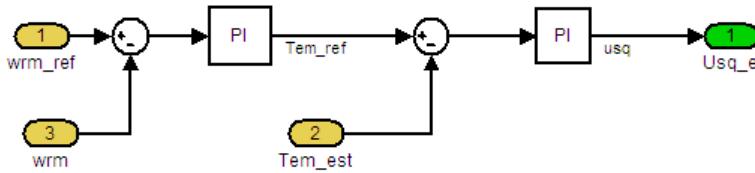


Fig. 5.27: Interior do Bloco para o Controle do Torque Eletromagnético.

## 5.6 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Malhas de Controle em Cascata

Nesta seção descreveremos os procedimentos que foram adotadas na simulação deste esquema de controle baseados na teoria apresentada no seção 3.6. Na Fig. 5.28 tem-se o esquema de controle implementado no Simulink onde se distinguem os seguintes blocos principais: 1. bloco principal para o controle do torque, 2. bloco principal para o cálculo do fluxo, 3. bloco principal do inversor de dois níveis com modulação por vetores espaciais, 4. bloco principal do MIT, e 5. bloco principal para a estimativa do torque eletromagnético e do fluxo.

De forma similar ao esquema mostrado na seção 5.3 observa-se a presença de blocos de memória nas variáveis de realimentação com o finalidade de ter acesso as variáveis de realimentação num tempo anterior antes da ação de controle acontecer.

A continuação descreveremos a implementação no Simulink dos blocos presentes na Fig. 5.28, a exceção dos blocos do inversor de dois níveis e do MIT que já foram descritas anteriormente.

Na Fig. 5.29 tem-se o interior do bloco para o controle do torque eletromagnético cujas entradas são: 1. velocidade angular de referência do eixo do motor ( $wrm_{ref}$ ), 2. velocidade angular medida no eixo do motor ( $wrm$ ), e 3. torque eletromagnético estimado ( $Tem_{est}$ ), por outro lado, tem-se o ângulo de carga como única saída. No interior deste bloco tem-se dois controladores PI, um para o controle do torque e outro para o controle do ângulo de carga. O primeiro é o controlador de torque PI que minimiza o erro da velocidade; o torque eletromagnético proporcionado por este controlador será considerado como sendo o torque de referência ( $Tem_{ref}$ ). Observa-se também a presença do controlador de ângulo de carga PI que minimiza o erro do torque eletromagnético ( $Tem_{ref} - Tem_{est}$ ).

Na Fig. 5.30 tem-se o interior do bloco para o cálculo do fluxo de referência do estator cujas entradas são o módulo do vetor espacial do fluxo do estator ( $|PSIs|$ ), e o ângulo do vetor espacial do fluxo do estator que é representado como a soma do ângulo de carga e ângulo do fluxo do rotor ( $\gamma + \text{ang}(PSIr)$ ), por outro lado, o vetor espacial do fluxo de referência do estator ( $PSIs_{ref}$ ) calculado é a única saída deste bloco. A finalidade deste bloco é implementar a equação 5.25 para calcular o novo vetor espacial do fluxo do estator que depende do módulo do fluxo do estator, do

ângulo de carga e do ângulo do fluxo do rotor.

$$\vec{\psi}_s^* = |\vec{\psi}_s^*| \cos(\gamma^* + \angle \vec{\psi}_r) + j |\vec{\psi}_s^*| \sin(\gamma^* + \angle \vec{\psi}_r) \quad (5.25)$$

Na Fig. 5.31 tem-se o interior do bloco para a geração do vetor espacial da tensão do estator. O objetivo deste bloco é proporcionar uma saída normalizada da magnitude do vetor espacial da tensão do estator, assim como o seu ângulo em relação ao sistema de referência estacionário.

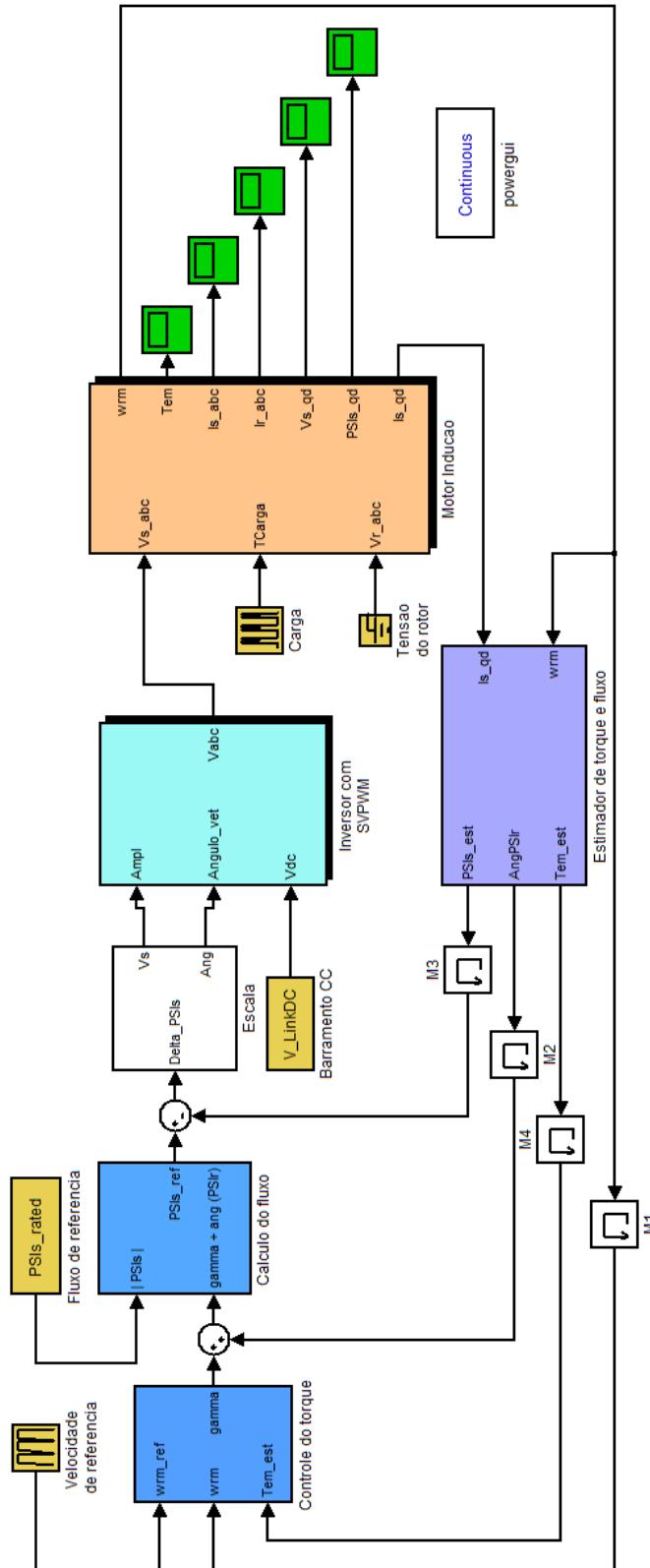


Fig. 5.28: Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Malhas de Controle em Cascata.

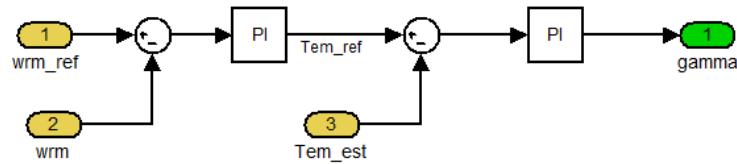


Fig. 5.29: Interior do Bloco para o Controle do Torque Eletromagnético.

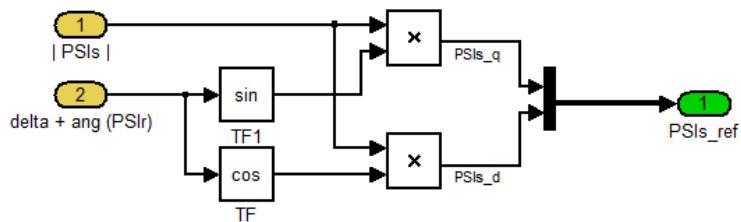


Fig. 5.30: Interior do Bloco para o Cálculo do Fluxo de Referência do Estator.

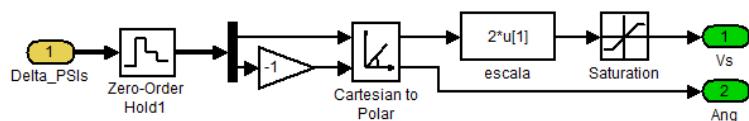


Fig. 5.31: Interior do Bloco para a Geração do Vetor Espacial da Tensão do Estator.

Na Fig. 5.32 tem-se o interior do bloco de estimação do torque eletromagnético e do fluxo do estator que é diferente dos dois esquemas apresentados anteriormente, este estimador tem como variáveis de entrada o vetor espacial da corrente do estator ( $I_{S_{qd}}$ ) e a velocidade angular do eixo do motor ( $w_{rm}$ ), entanto que, as saídas são: 1. vetor espacial do fluxo estimado do estator ( $PSI_{S_{est}}$ ), 2. ângulo do vetor espacial do fluxo do rotor ( $AngPSIr$ ), e 3. torque eletromagnético estimado ( $Tem_{est}$ ). Neste bloco foram implementadas as equações 5.26, 5.27, e 5.28 para a estimação do vetor espacial do fluxo do rotor, para a estimação do vetor espacial do fluxo do estator e para a estimação do torque eletromagnético respectivamente.

$$\hat{\psi}_r = \frac{1}{\tau_r} \int (L_m \vec{i}_s - (1 - j\tau_r \omega_r) \hat{\psi}_r) dt \quad (5.26)$$

$$\hat{\psi}_s = \sigma L_s \vec{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \hat{\psi}_r \quad (5.27)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \vec{\psi}_s \times \vec{\psi}_r = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{\alpha s} \psi_{\beta r} - \psi_{\beta s} \psi_{\alpha r}) \quad (5.28)$$

Sendo que P é o numero de pólos do MIT.

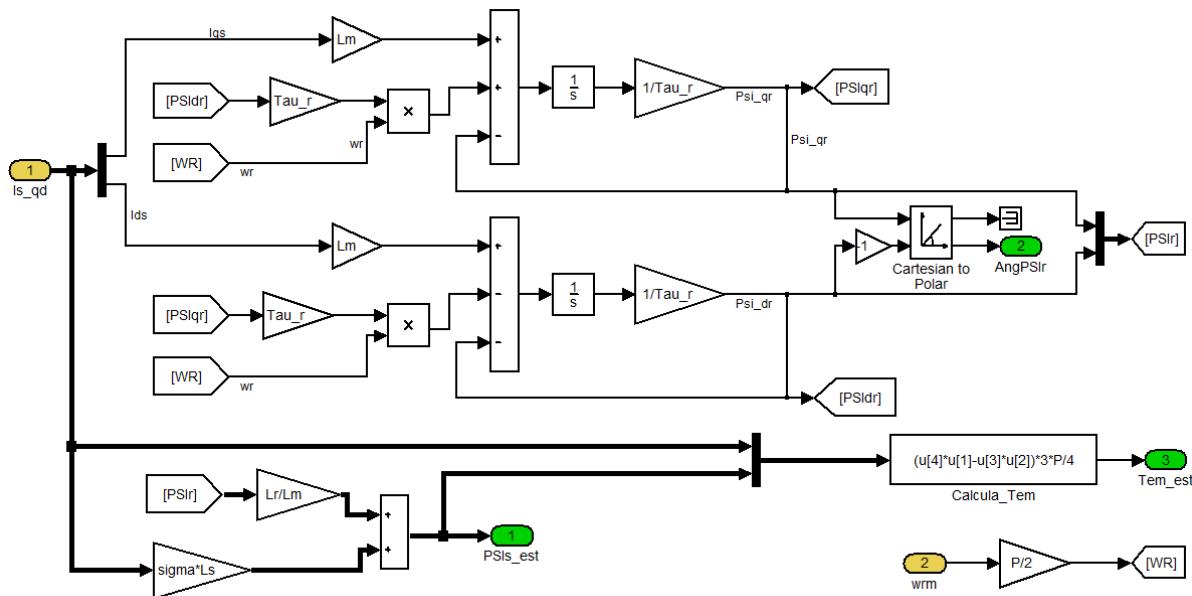


Fig. 5.32: Interior do Bloco para Estimação do Torque Eletromagnético e o Fluxo do Estator.

## 5.7 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Controlador Fuzzy

Nesta seção descreveremos os procedimentos que foram adotadas na simulação deste esquema de controle baseados na teoria apresentada no seção 4.3. Para a simulação deste esquema de controle faremos uso do mesmo diagrama utilizado para a simulação do esquema apresentado na Fig. 5.28, a diferença com o esquema anterior radica na substituição do bloco para o controle do torque. Neste trabalho foram simuladas duas possibilidades, primeiro quando dentro deste bloco tem-se um controlador fuzzy PI e no segundo caso quando dentro deste bloco tem-se um controlador fuzzy tipo PI autoajustável. A continuação descreveremos cada um destas possibilidades.

### 5.7.1 Controlador Fuzzy PI

Na Fig. 5.33 tem-se o interior do bloco para o controle do torque onde o ângulo de carga (*gamma*) é proporcionado pelo controlador Fuzzy PI. Na Fig. 5.34 tem-se o interior do bloco controlador fuzzy PI cujas entradas são o torque eletromagnético de referência ( $T_{em\_ref}$ ) e o erro ( $T_{em\_ref} - T_{em\_est}$ ), entanto que, o ângulo de carga (*gamma*) é a única saída. A função dos dois controladores fuzzy é gerar a constante de proporcionalidade  $K_p$  e o tempo integral  $T_i$  de forma dinâmica para melhorar o desempenho do controlador. Sendo que  $K_p$  e  $T_i$  são os parâmetros do controlador PI clássico .

Devido as não-linearidades do sistema, para evitar valores de pico grandes quando a referência (*r*) é grande, foi necessário uma redução do ganho proporcional que depende diretamente do valor da referência. Então se escolhe um coeficiente de ganho escalonado  $\rho = 1/(1 + 0.002 \times r)$ , isto é:

$$K_p = \rho \times K_{p,max0} K'_p \quad (5.29)$$

Uma vez calculadas os valores de  $K_p$  e  $K_i = K_p/T_i$ , será implementado um controlador PI clássico. Nas figuras 5.35 e 5.36, tem-se as interfaces de configuração de parâmetros dos controladores fuzzy.

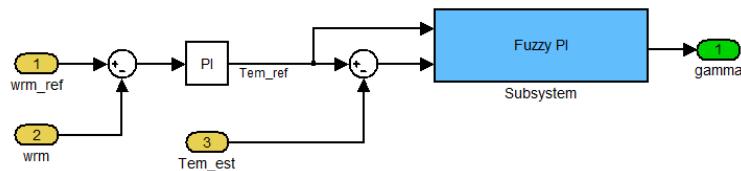


Fig. 5.33: Interior do Bloco para o Controle do Torque Eletromagnético.

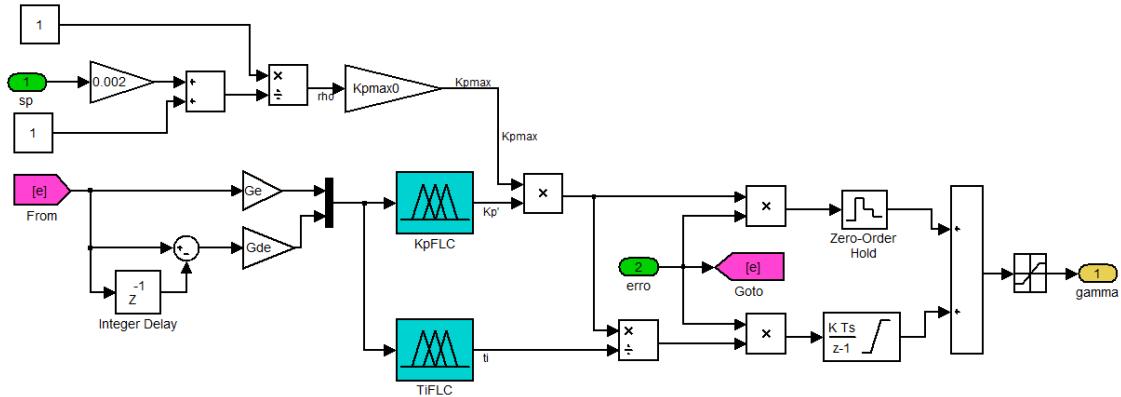
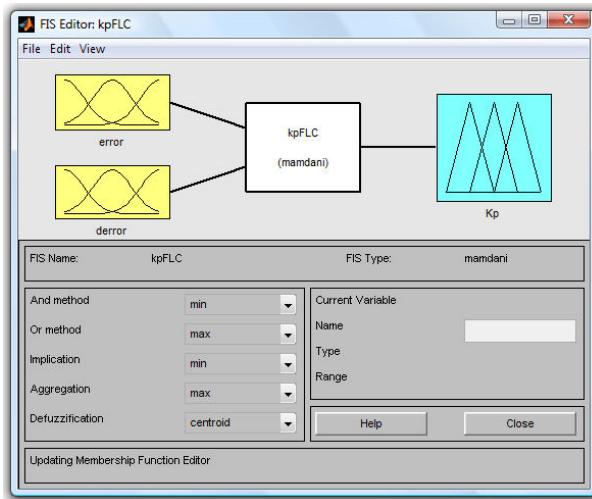
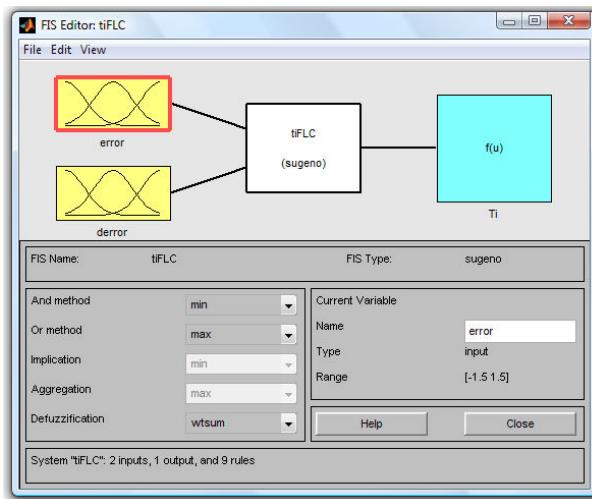


Fig. 5.34: Interior do Controlador Fuzzy PI.

Fig. 5.35: Interface do Controlador Fuzzy para  $K_p$ .Fig. 5.36: Interface do Controlador Fuzzy para  $T_i$ .

### 5.7.2 Controlador Fuzzy tipo PI Autoajustável

Na Fig. 5.37 tem-se o interior do bloco para o controle do torque onde o ângulo de carga ( $\gamma$ ) é proporcionado pelo controlador Fuzzy tipo PI autoajustável. Na Fig. 5.38 tem-se o interior do bloco controlador fuzzy tipo PI autoajustável cuja única entradas é o erro do torque eletromagnético ( $T_{em\_ref} - T_{em\_est}$ ), entanto que, o ângulo de carga ( $\gamma$ ) é a única saída.

A partir do erro do torque é determinado sua derivada (variação do erro  $\Delta e$ ). Ambos controladores fuzzy tem como entradas o erro e a derivada do erro do torque eletromagnético que previamente foram multiplicadas por os fatores de escala da entrada.

A função do primeiro controlador fuzzy é gerar o variação do ângulo de carga  $\Delta\gamma_N$  necessário para reduzir o erro do torque eletromagnético, entanto que o segundo controlador tem a finalidade de gerar o valor de  $\alpha$  necessário para ajustar o fator de escala de saída, para maiores detalhes acerca deste controlador veja a seção 4.3.

Nas figuras 5.39 e 5.40, tem-se as interfaces de configuração de parâmetros dos controladores fuzzy proporcionado pelo **Toolbox de Lógica Fuzzy/Matlab**.

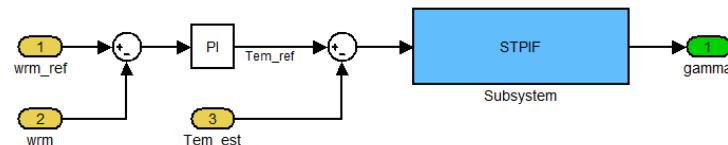


Fig. 5.37: Interior do Bloco para o Controle do Torque Eletromagnético.

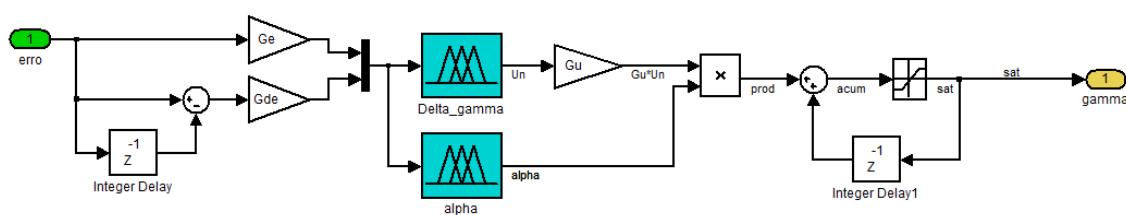


Fig. 5.38: Interior do Bloco Fuzzy PI.

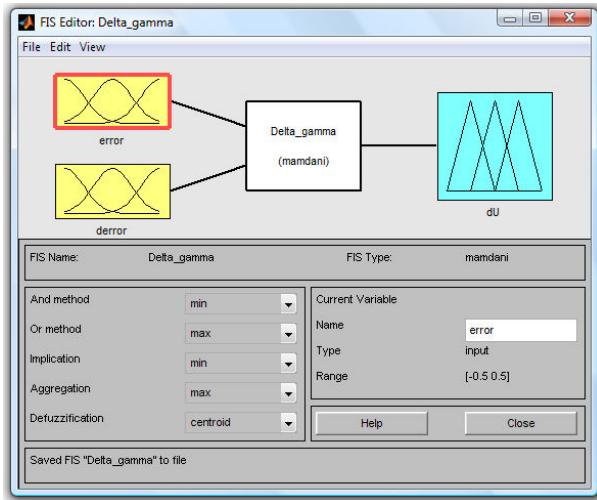


Fig. 5.39: Interface do Controlador Fuzzy para  $\Delta\gamma_N$

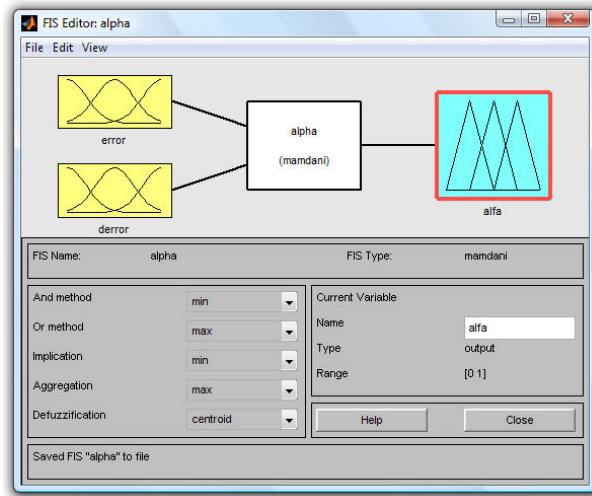


Fig. 5.40: Interface do Controlador Fuzzy para  $\alpha$

# Capítulo 6

## Resultados das Simulações

### 6.1 Introdução

As simulações foram realizadas no software *MATLAB Simulink/SimPowerSystem* versão R2009b e o *toolbox fuzzy logic*. Utilizou-se 10 kHz como frequência de chaveamento do inversor para os esquemas de controle com modulação por vetores espaciais, os parâmetros do MIT encontra-se no apêndice, e o fluxo de referência do estator considerado foi 0.47 Wb (fluxo nominal).

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações de todos os esquemas de controle estudados e propostos para quatro condições de operação as quais são: aplicação de um perfil na referência do torque, aplicação de uma variação em degrau na referência do torque, aplicação de uma variação em degrau na referência de velocidade causando reversão na rotação, aplicação de uma variação em rampa na referência de velocidade causando reversão na rotação.

### 6.2 Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento

#### 6.2.1 Teste 1

**Aplicação de um perfil na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação repentina na carga, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] por 0.25 segundos, logo após foi aplicado um torque de 50% do valor do torque nominal por 0.25 segundos e finalmente foi aplicado novamente o torque nominal por 0.25 segundos.

A Fig. 6.1 até a Fig. 6.7, mostram a aplicação do perfil de torque para uma banda de histerese de 1% do valor nominal do torque e do fluxo para os comparadores de histerese de três e dois níveis

respectivamente; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%; quando o torque de carga é removido, a velocidade volta rapidamente ao patamar definido pela referência sem grandes oscilações.

Na Fig. 6.3 e Fig. 6.4 observa-se a forma da corrente do estator e do rotor numa das fases; ambas correntes seguem um comportamento senoidal.

Na Fig. 6.6 e Fig. 6.7 tem-se que o módulo de fluxo se mantém constante durante a aplicação do perfil de torque, esse mesmo comportamento pode ser confirmado no lugar geométrico do fluxo.

Por outro lado, na Fig. 6.8 até a Fig. 6.14, mostram a aplicação do perfil de torque para uma banda de histerese de 5% do valor nominal do torque e do fluxo para os comparadores de histerese de três e dois níveis respectivamente; observa-se um aumento no ripple do torque e do fluxo do estator em relação ao caso anterior; o lugar geométrico do fluxo não é mais uma circunferência evidenciando o aumento do ripple.

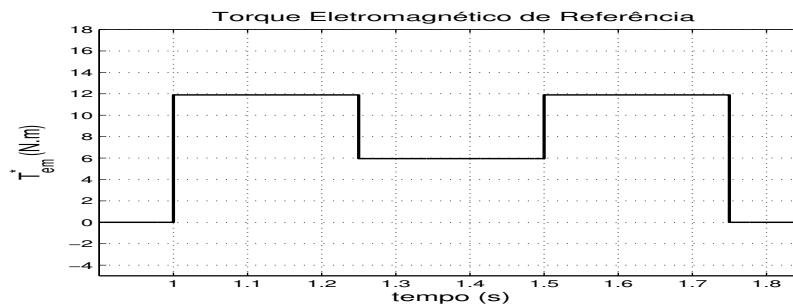


Fig. 6.1: Torque Eletromagnético de Referência [N.m],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

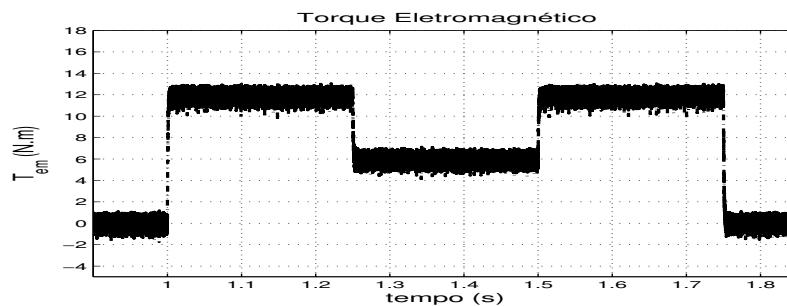
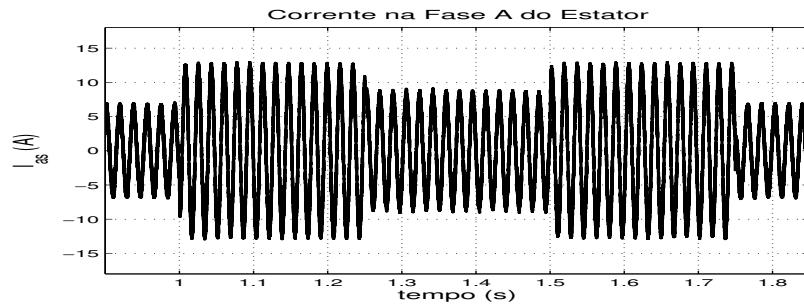
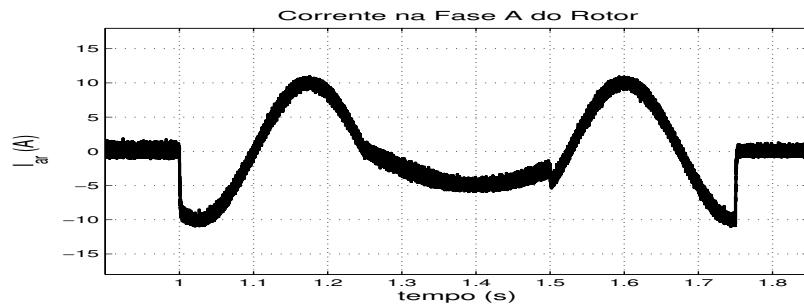
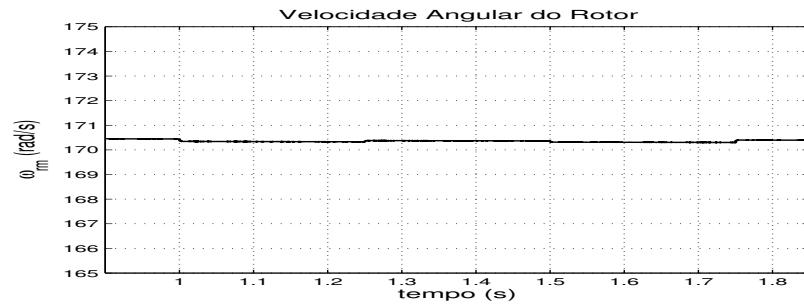
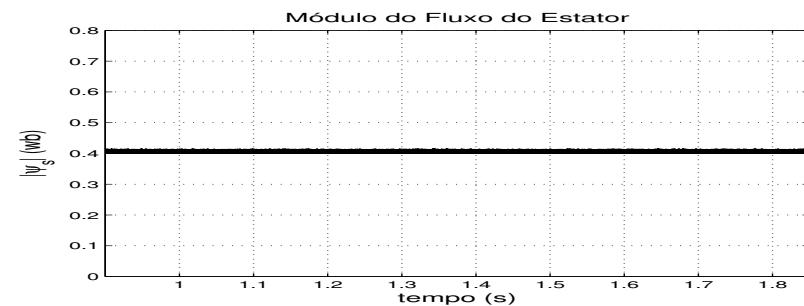


Fig. 6.2: Torque Eletromagnético [N.m],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

Fig. 6.3: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .Fig. 6.4: Corrente  $I_{ar}$  do Rotor [A],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .Fig. 6.5: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .Fig. 6.6: Módulo do Fluxo do Estator [Wb],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

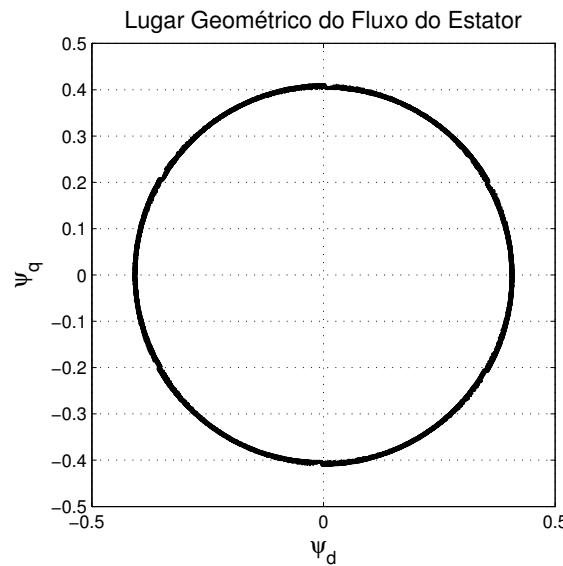


Fig. 6.7: Lugar Geométrico do Fluxo do Estator,  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

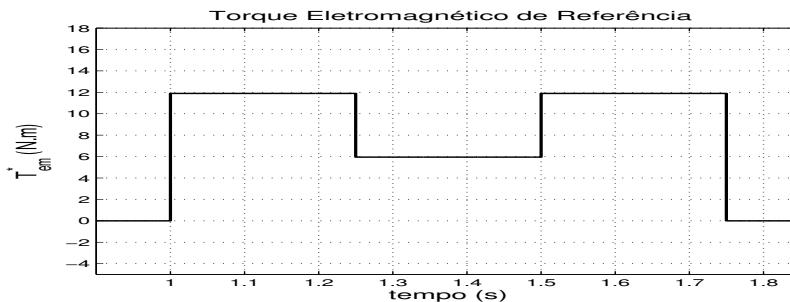


Fig. 6.8: Torque Eletromagnético de Referência [N.m],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .

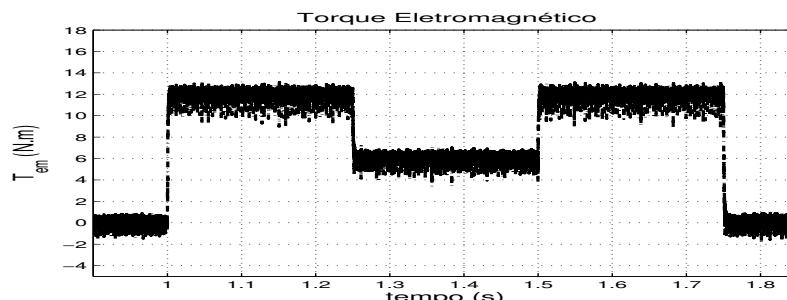
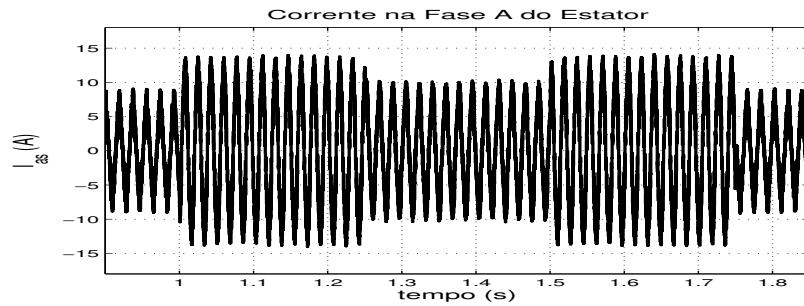
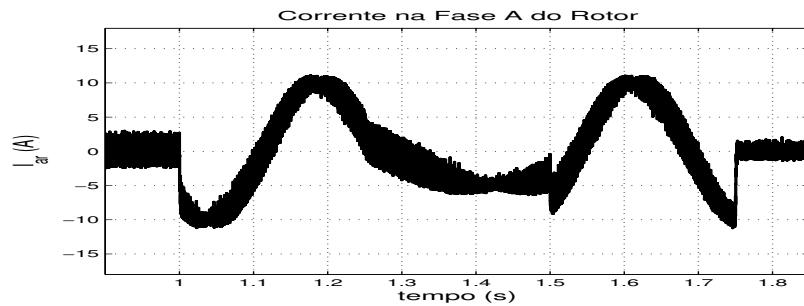
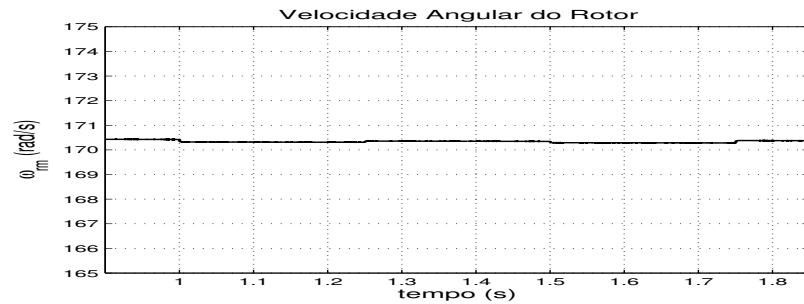
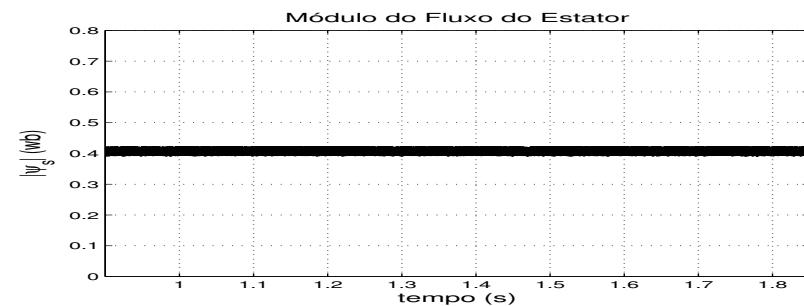


Fig. 6.9: Torque Eletromagnético [N.m],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .

Fig. 6.10: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .Fig. 6.11: Corrente  $I_{ar}$  do Rotor [A],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .Fig. 6.12: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .Fig. 6.13: Módulo do Fluxo do Estator [Wb],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .

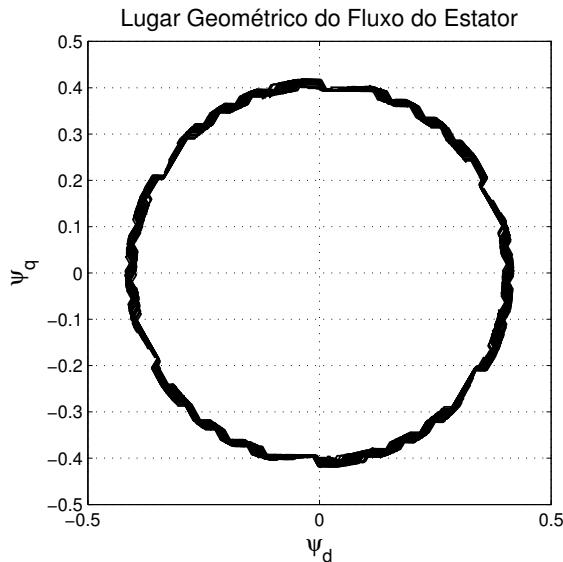


Fig. 6.14: Lugar Geométrico do Fluxo do Estator,  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .

### 6.2.2 Teste 2

**Aplicação de uma variação em degrau na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação em degrau no torque, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] e verificou-se que o torque atinge o valor de referência em aproximadamente 2.5 ms.

A Fig. 6.15 até a Fig. 6.18, mostram a aplicação de uma variação em degrau no torque para uma banda de histerese de 1% do valor nominal do torque; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%.

Na Fig. 6.18, observa-se a forma da corrente do estator numa das fases; a corrente do estator muda sua amplitude rapidamente com a aplicação do degrau no torque.

Por outro lado, a Fig. 6.19 até a Fig. 6.22, mostram a aplicação de uma variação em degrau no torque para uma banda de histerese de 5% do valor nominal do torque e do fluxo; observa-se um aumento considerável no ripple do torque em relação ao caso anterior, assim como na corrente do estator.

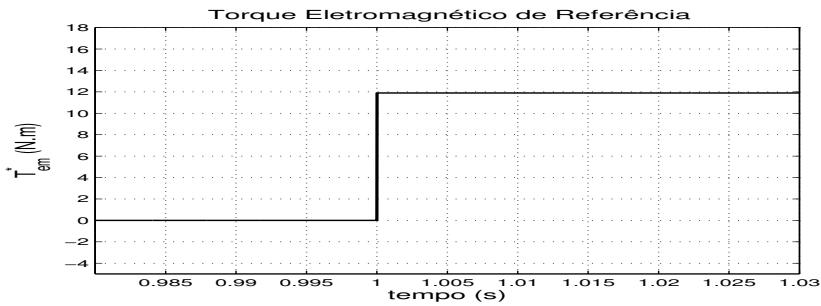


Fig. 6.15: Torque Eletromagnético de Referência [N.m],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

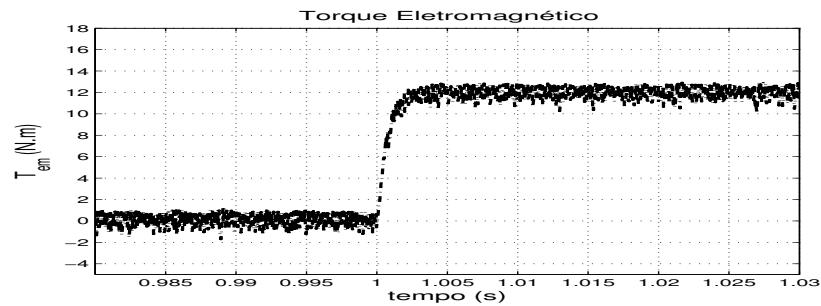


Fig. 6.16: Torque Eletromagnético [N.m],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

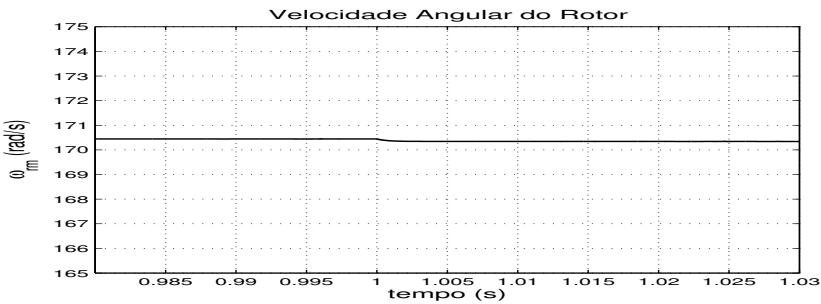


Fig. 6.17: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

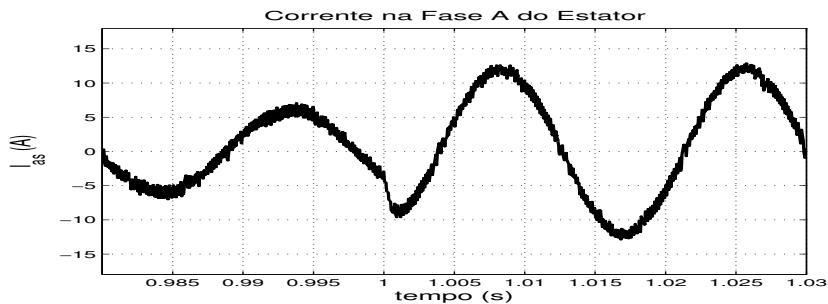


Fig. 6.18: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

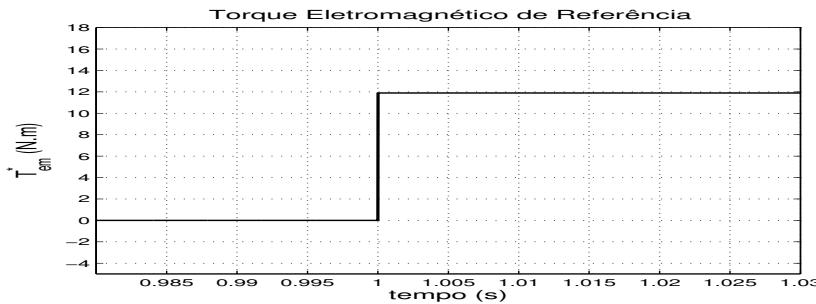


Fig. 6.19: Torque Eletromagnético de Referência [N.m],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .

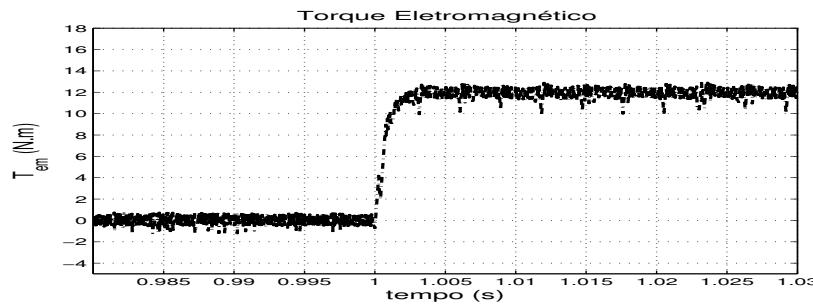


Fig. 6.20: Torque Eletromagnético [N.m],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .

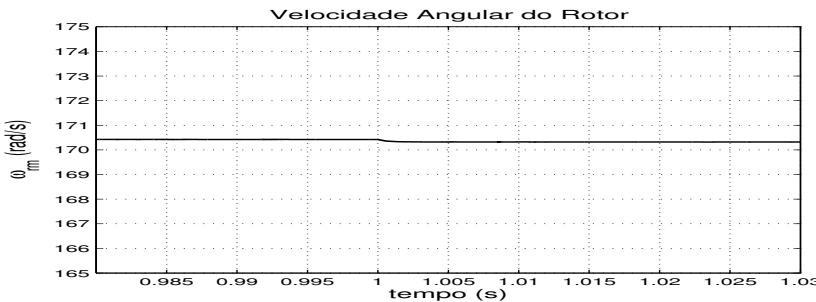


Fig. 6.21: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .

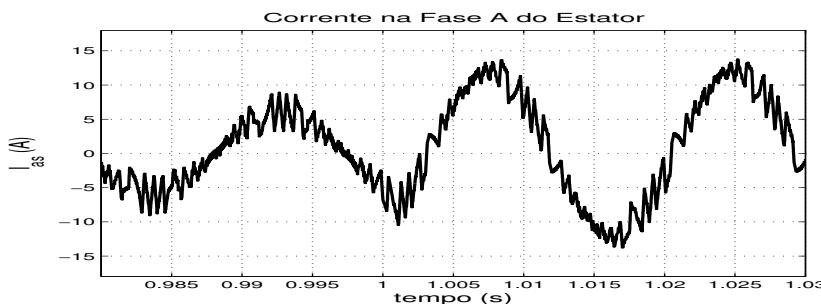


Fig. 6.22: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A],  $2\Delta\psi_s = 5\%\psi_s$ .

### 6.2.3 Teste 3

**Aplicação de uma variação em degrau na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica rápida do controle como a regulação do torque máximo, oscilações indesejadas nas variáveis e linearidade da resposta. Fez-se a referência de velocidade oscilar abruptamente entre -0.5 p.u. e +0.5 p.u. em torno de -95 rad/s e +95 rad/s a cada 1.5 segundos, produzindo um degrau de torque na entrada do controlador. O motor opera em vazio, apenas com a inércia do próprio rotor. O torque máximo solicitado do motor foi limitado a 1.5 vezes o valor nominal [11.9 N.m] no algoritmo de controle.

Na Fig. 6.25 observa-se que o torque eletromagnético fica praticamente constante ao longo do período de mudança de velocidade, apresentando uma resposta rápida. Pode-se ver que o limite de torque imposto foi observado (aproximadamente 18 N.m). Durante a reversão de sentido de rotação, o torque se mantém estável e a velocidade decresce linearmente. A Fig. 6.26 mostra a forma da corrente na fase a do estator, observa-se que a corrente tem um comportamento senoidal.

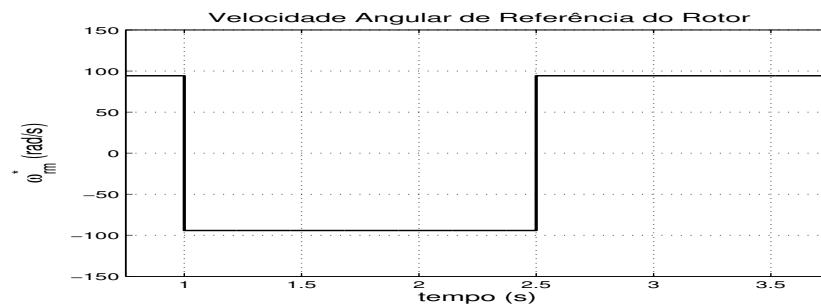


Fig. 6.23: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

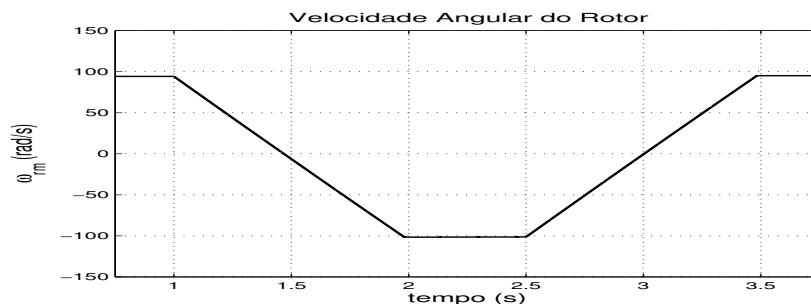


Fig. 6.24: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

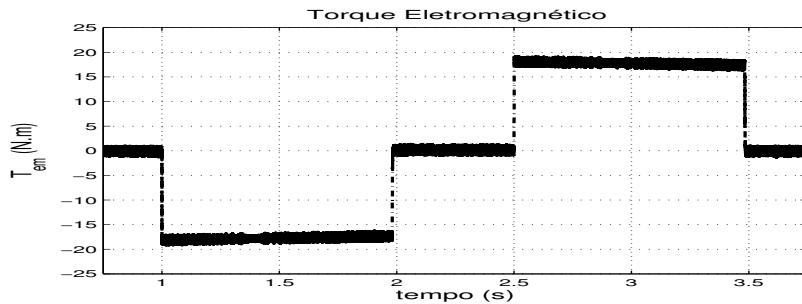


Fig. 6.25: Torque Eletromagnético [N.m],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

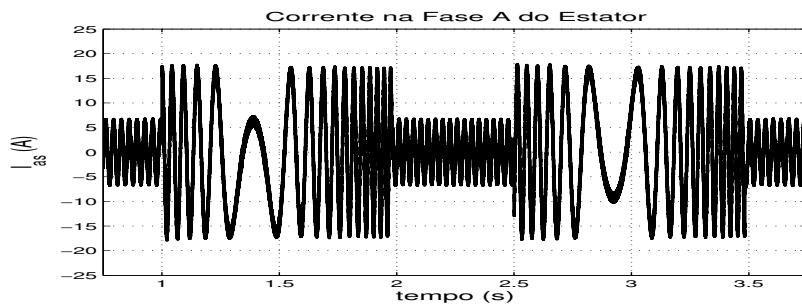


Fig. 6.26: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

#### 6.2.4 Teste 4

**Aplicação de uma variação em rampa na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica lenta do controle como a capacidade de acompanhamento e regulação, comportamento da curva de torque dentre outros fatores. A rampa de referência apresenta uma variação na velocidade de -0.5 p.u. até +0.5 p.u. em 1 segundo como mostrado na Fig. 6.27. A rampa tem uma inclinação calculada para a transição entre os patamares durar 1 segundo. Uma vez atingido esse patamar a referência de velocidade se mantém estável por 0.5 segundos, quando então ela volta a ser uma rampa com a variação no sentido contrário.

O comportamento para uma entrada em rampa de velocidade é apresentado na Fig. 6.28 até a Fig. 6.30 . Observa-se que quando a velocidade estabiliza, o torque cai para um valor reduzido. A Fig. 6.30 mostra o comportamento da corrente de estator: no momento da reversão da velocidade a frequência da corrente é menor, e a partir desse ponto, a amplitude aumenta ligeiramente (acompanhando o aumento no torque) até a velocidade estabilizar no valor de referência.

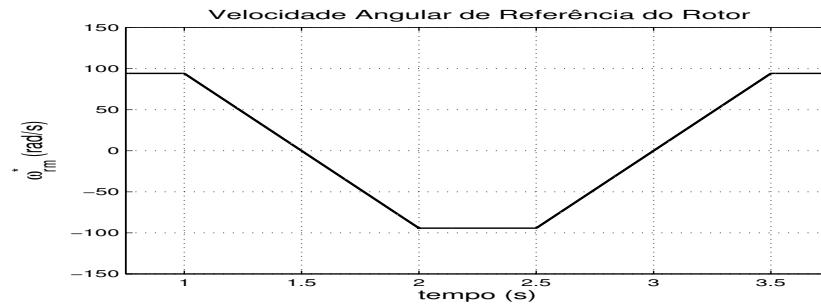


Fig. 6.27: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

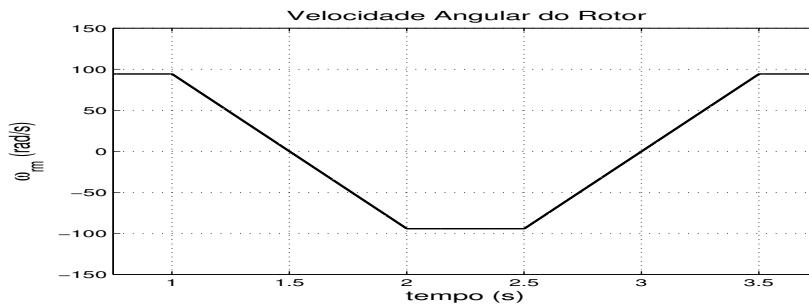


Fig. 6.28: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

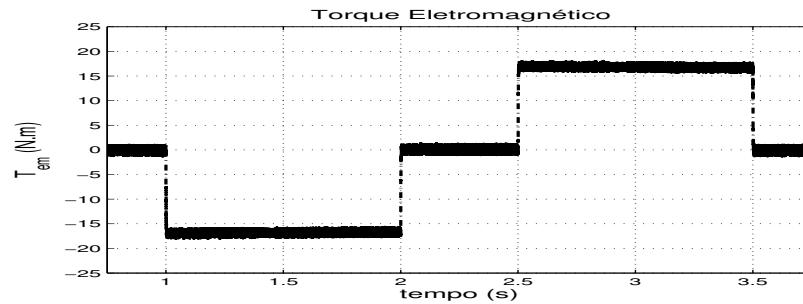


Fig. 6.29: Torque Eletromagnético [N.m],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

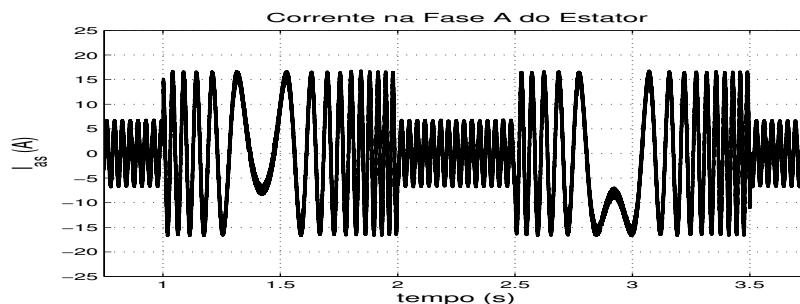


Fig. 6.30: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A],  $2\Delta\psi_s = 1\%\psi_s$ .

## 6.3 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Orientação do Fluxo do Estator

### 6.3.1 Teste 1

**Aplicação de um perfil na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação repentina na carga, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] por 0.25 segundos, logo após foi aplicado um torque de 50% do valor do torque nominal por 0.25 segundos e finalmente foi aplicado novamente o torque nominal por 0.25 segundos.

A Fig. 6.31 até a Fig. 6.37, mostram a aplicação do perfil de torque; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%; quando o torque de carga é removido, a velocidade volta rapidamente ao patamar definido pela referência sem grandes oscilações.

Na Fig. 6.33 e Fig. 6.34 observa-se a forma da corrente do estator e do rotor numa das fases; a corrente do estator segue um comportamento senoidal.

Na Fig. 6.36 e Fig. 6.37 tem-se que o módulo de fluxo se mantém constante durante a aplicação do perfil de torque, esse mesmo comportamento pode ser confirmado no lugar geométrico do fluxo.

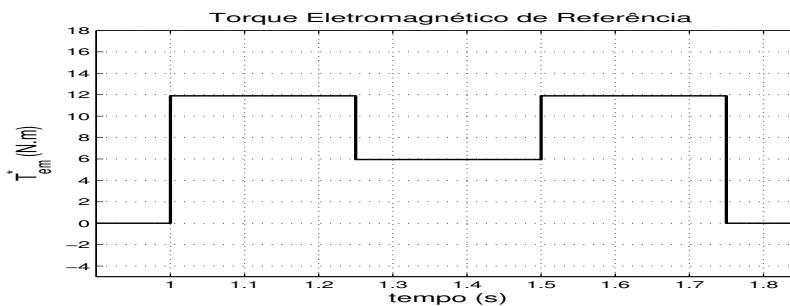


Fig. 6.31: Torque Eletromagnético de Referência [N.m].

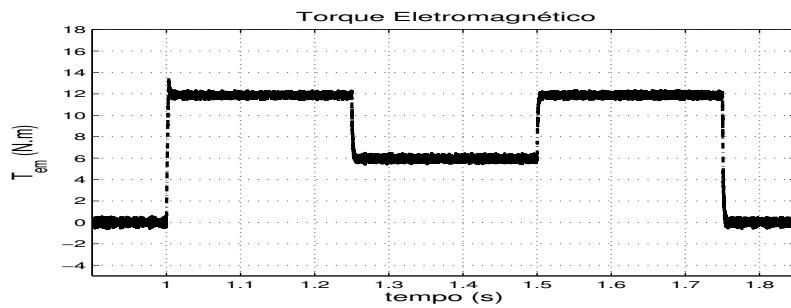


Fig. 6.32: Torque Eletromagnético [N.m].

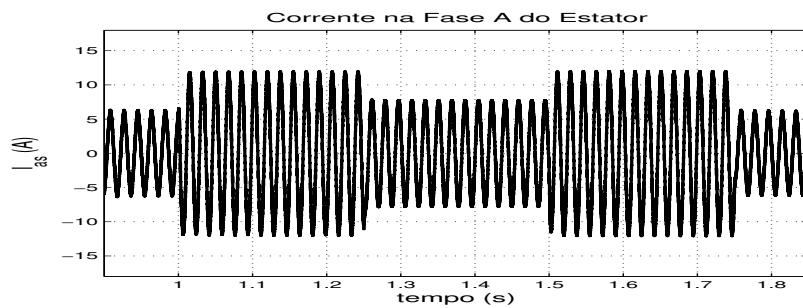


Fig. 6.33: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

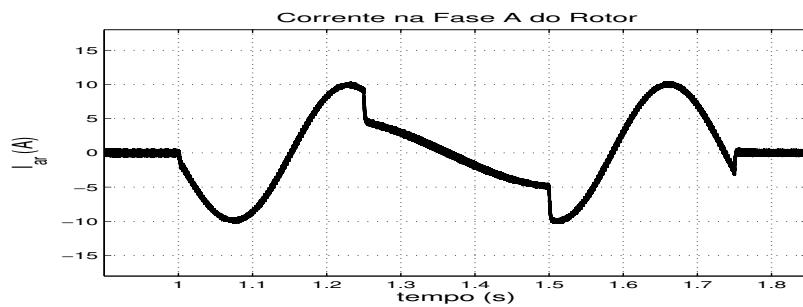


Fig. 6.34: Corrente  $I_{ar}$  do Rotor [A].

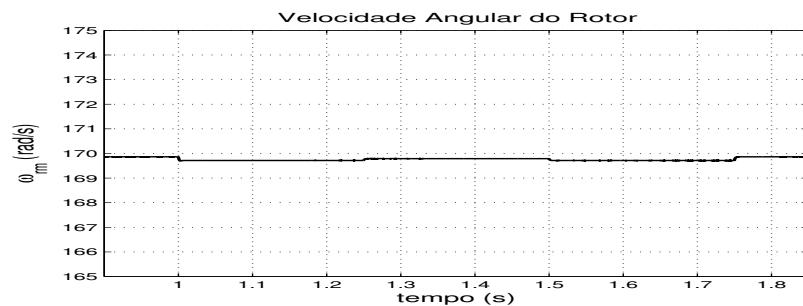


Fig. 6.35: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

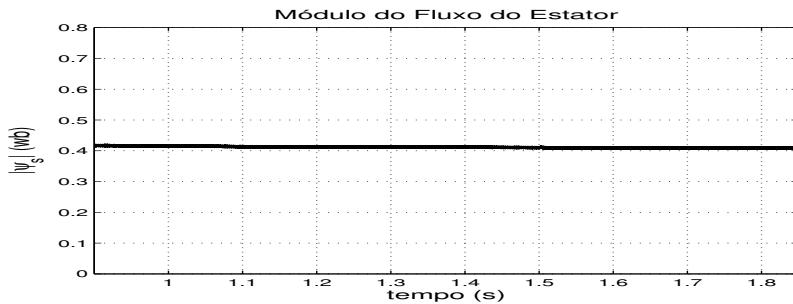


Fig. 6.36: Módulo do Fluxo do Estator [Wb].

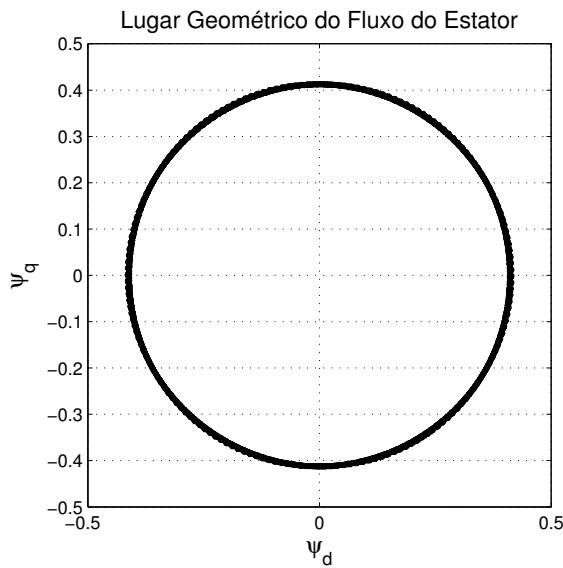


Fig. 6.37: Lugar Geométrico do Fluxo do Estator.

### 6.3.2 Teste 2

**Aplicação de uma variação em degrau na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação em degrau no torque, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] e verifico-se que o torque atinge o valor de referência em aproximadamente 2.5 ms.

A Fig. 6.38 até a Fig. 6.41, mostram a aplicação de uma variação em degrau no torque; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%.

Na Fig. 6.41, observa-se a forma da corrente do estator numa das fases; a corrente do estator muda sua amplitude rapidamente com a aplicação do degrau no torque.

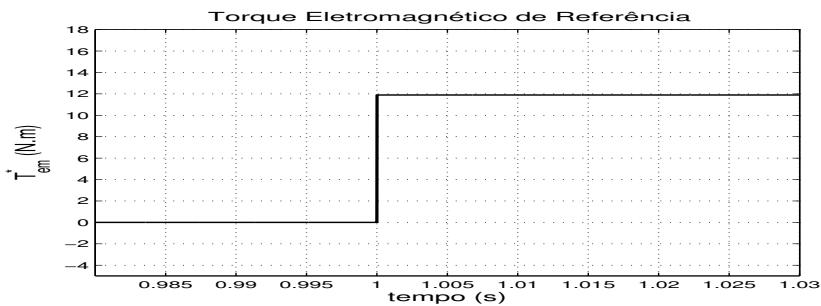


Fig. 6.38: Torque Eletromagnético de Referência [N.m].

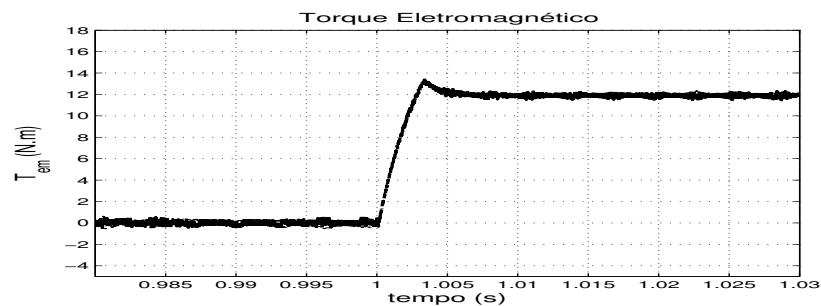


Fig. 6.39: Torque Eletromagnético [N.m].

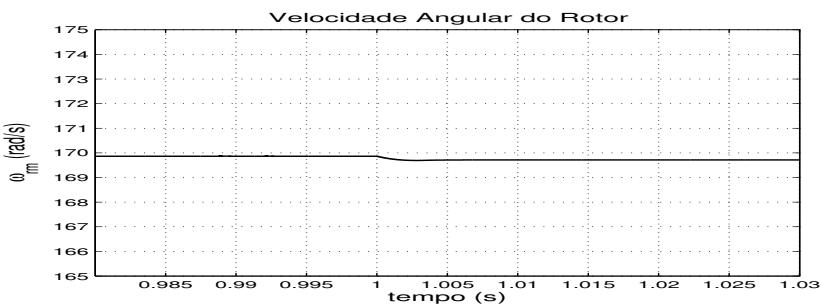


Fig. 6.40: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

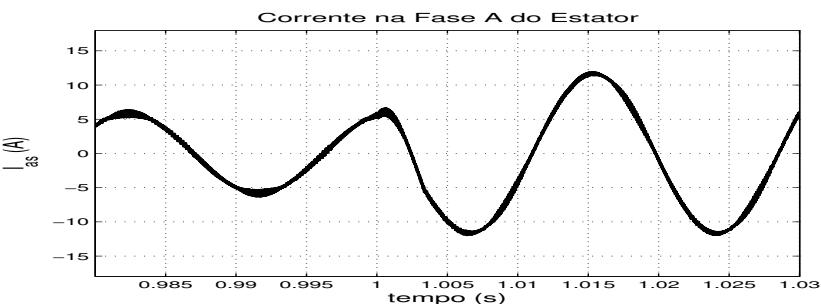


Fig. 6.41: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

### 6.3.3 Teste 3

**Aplicação de uma variação em degrau na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica rápida do controle como a regulação do torque máximo, oscilações indesejadas nas variáveis e linearidade da resposta. Fez-se a referência de velocidade oscilar abruptamente entre -0.5 p.u. e +0.5 p.u. em torno de -95 rad/s e +95 rad/s a cada 1.5 segundos como é apresentado na Fig. 6.42, produzindo um degrau de torque na entrada do controlador. O motor opera em vazio, apenas com a inércia do próprio rotor. O torque máximo solicitado do motor foi limitado a 1.5 vezes o valor nominal [11.9 N.m] no algoritmo de controle.

Na Fig. 6.44 observa-se que o torque eletromagnético fica praticamente constante ao longo do período de mudança de velocidade, apresentando uma resposta rápida. Pode-se observar também que o limite de torque imposto foi mantido (aproximadamente 18 N.m). Durante a reversão de sentido de rotação, o torque se mantém estável e a velocidade decresce linearmente. A Fig. 6.45 mostra a forma da corrente na fase a do estator, observa-se que a corrente tem um comportamento senoidal.

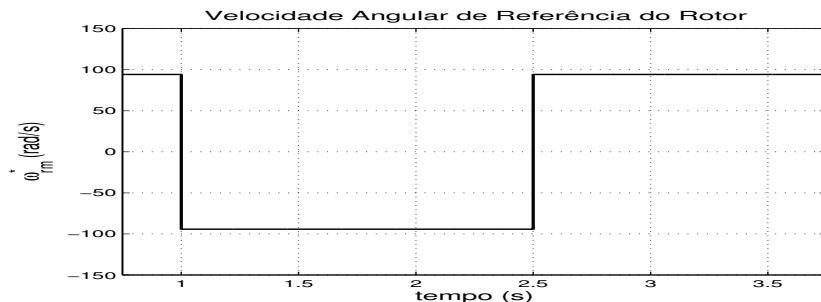


Fig. 6.42: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

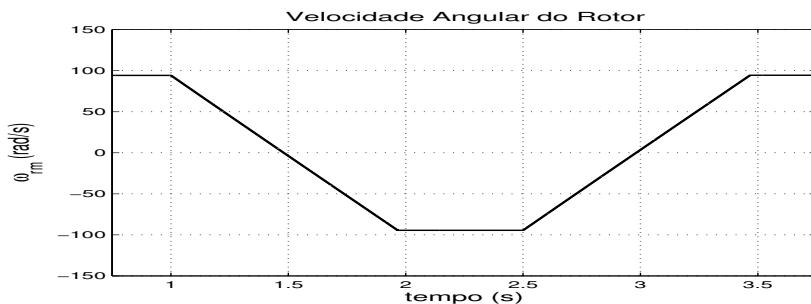


Fig. 6.43: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_m$  [rad/s].

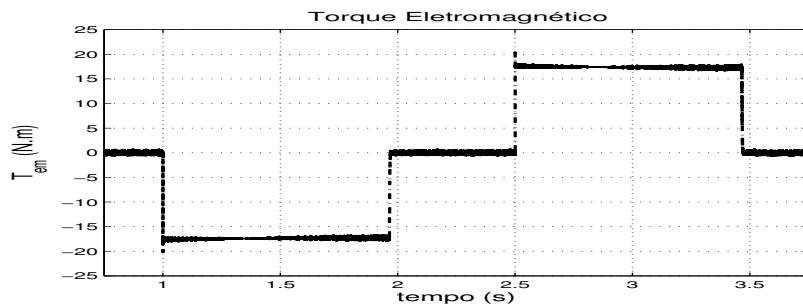


Fig. 6.44: Torque Eletromagnético [N.m].

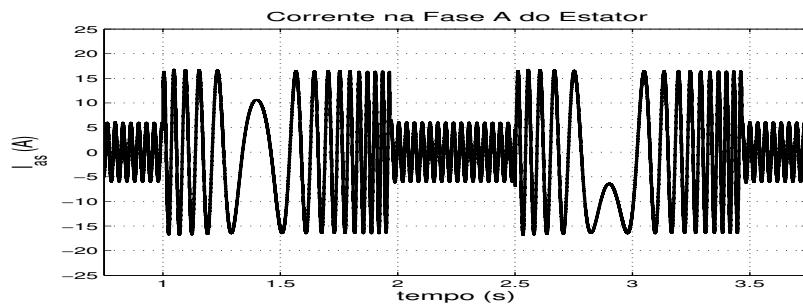


Fig. 6.45: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

### 6.3.4 Teste 4

**Aplicação de uma variação em rampa na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica lenta do controle como a capacidade de acompanhamento e regulação, comportamento da curva de torque, efeitos de perdas dentre outros fatores. A rampa de referência apresenta uma variação na velocidade de -0.5 p.u. até +0.5 p.u. em 1 segundo como mostrado na Fig. 6.46. A rampa tem uma inclinação calculada para a transição entre os patamares durar 1 segundo. Uma vez atingido esse patamar a referência de velocidade se mantém estável por 0.5 segundos, quando então ela volta a ser uma rampa com a variação no sentido contrário.

O comportamento para uma entrada em rampa de velocidade é apresentado na Fig. 6.47 até a Fig. 6.49. Observa-se que quando a velocidade estabiliza, o torque cai para um valor reduzido. A Fig. 6.49 mostra o comportamento da corrente de estator: no momento da reversão da velocidade a frequência da corrente é menor, e a partir desse ponto, a amplitude aumenta ligeiramente (acompanhando o aumento no torque) até a velocidade estabilizar no valor de referência.

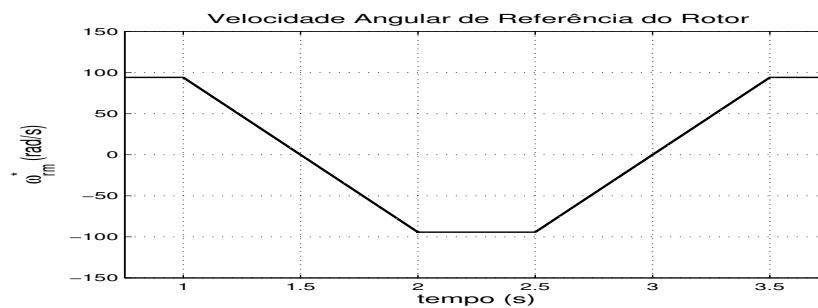


Fig. 6.46: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

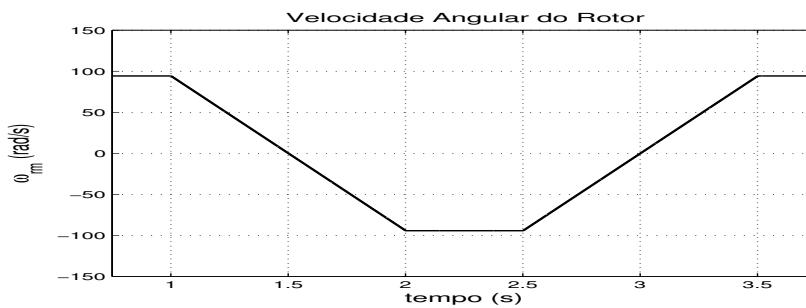


Fig. 6.47: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

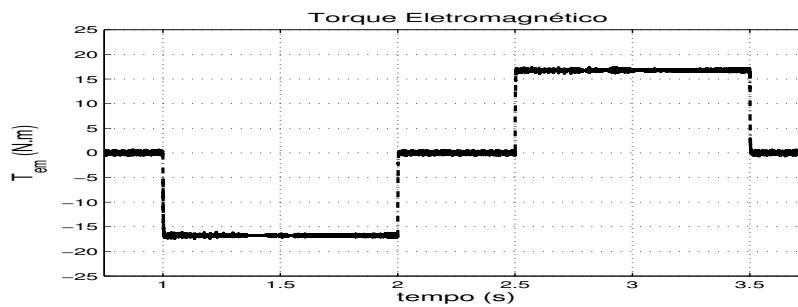


Fig. 6.48: Torque Eletromagnético [N.m].

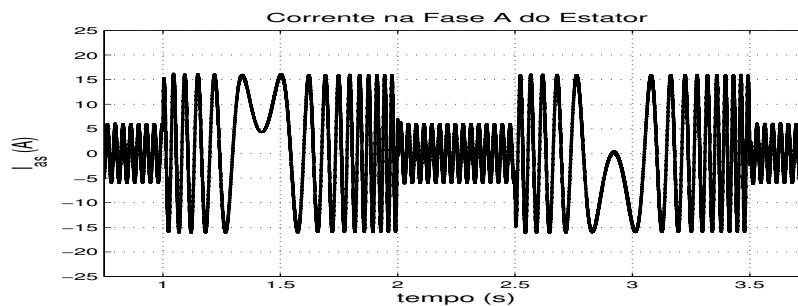


Fig. 6.49: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

## **6.4 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Malhas de Controle em Cascata**

### **6.4.1 Teste 1**

**Aplicação de um perfil na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação repentina na carga, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] por 0.25 segundos, logo após foi aplicado um torque de 50% do valor do torque nominal por 0.25 segundos e finalmente foi aplicado novamente o torque nominal por 0.25 segundos.

A Fig. 6.50 até a Fig. 6.56, mostram a aplicação do perfil de torque; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%; quando o torque de carga é removido, a velocidade volta rapidamente ao patamar definido pela referência sem grandes oscilações.

Na Fig. 6.52 e Fig. 6.53 observa-se a forma da corrente do estator e do rotor numa das fases; a corrente do estator segue um comportamento senoidal.

Na Fig. 6.55 e Fig. 6.56 tem-se que o módulo de fluxo se mantém constante durante a aplicação do perfil de torque, esse mesmo comportamento pode ser confirmado no lugar geométrico do fluxo.

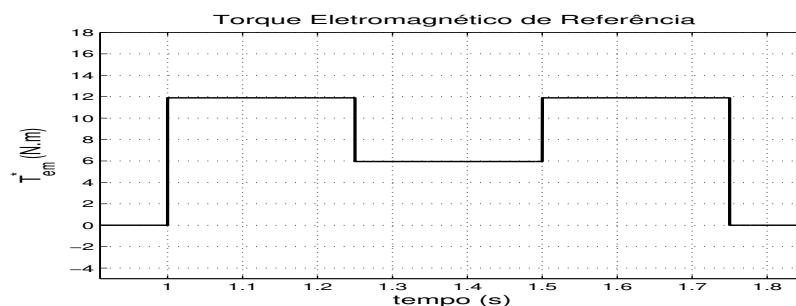


Fig. 6.50: Torque Eletromagnético de Referência [N.m].

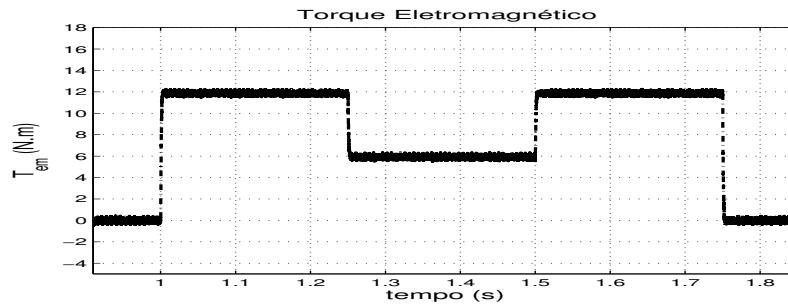
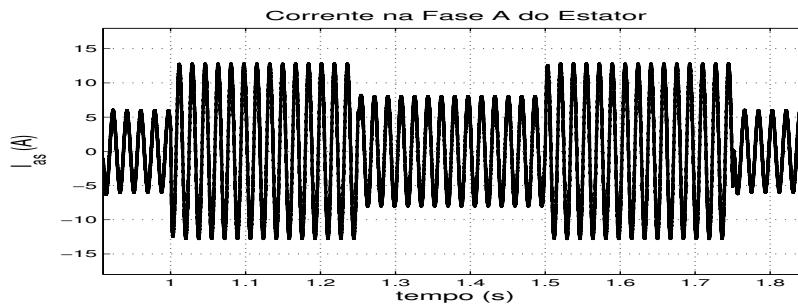
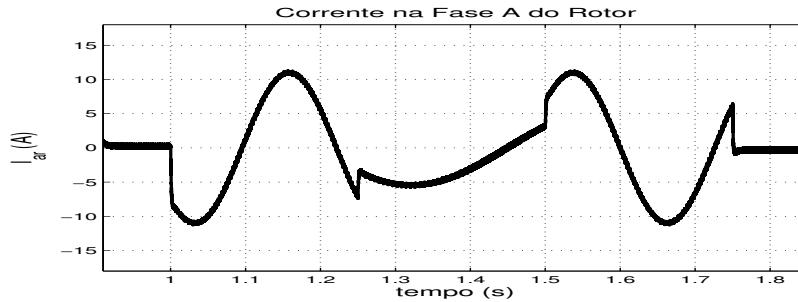
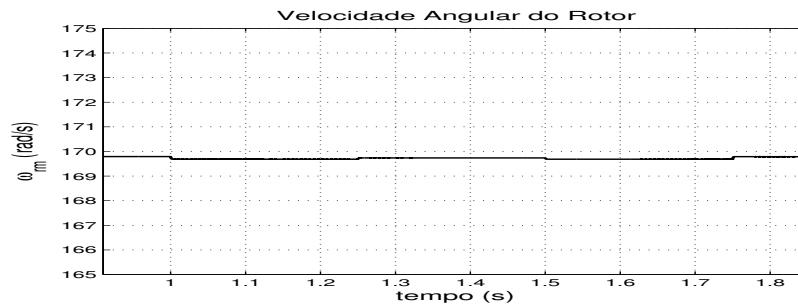


Fig. 6.51: Torque Eletromagnético [N.m].

Fig. 6.52: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].Fig. 6.53: Corrente  $I_{ar}$  do Rotor [A].Fig. 6.54: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

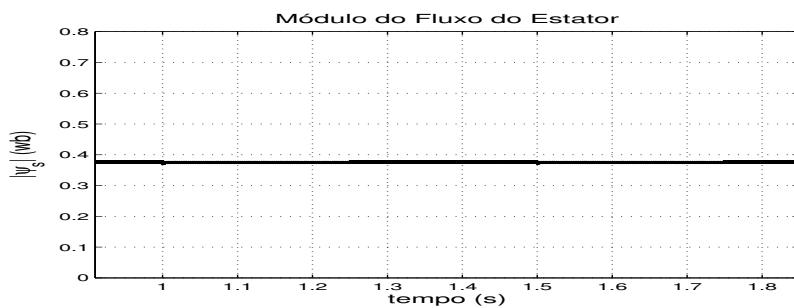


Fig. 6.55: Módulo do Fluxo do Estator [Wb].

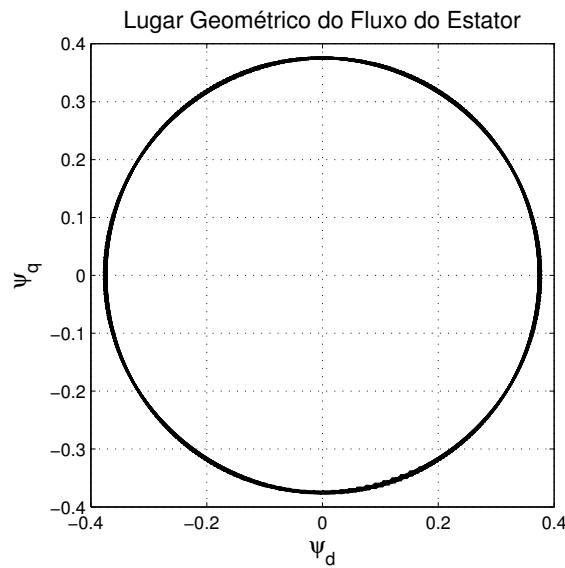


Fig. 6.56: Lugar Geométrico do Fluxo do Estator.

#### 6.4.2 Teste 2

**Aplicação de uma variação em degrau na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação em degrau no torque, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] e verifico-se que o torque atinge o valor de referência em aproximadamente 2.5 ms.

A Fig. 6.57 até a Fig. 6.60, mostram a aplicação de uma variação em degrau no torque; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%.

Na Fig. 6.60, observa-se a forma da corrente do estator numa das fases; a corrente do estator muda sua amplitude rapidamente com a aplicação do degrau no torque.

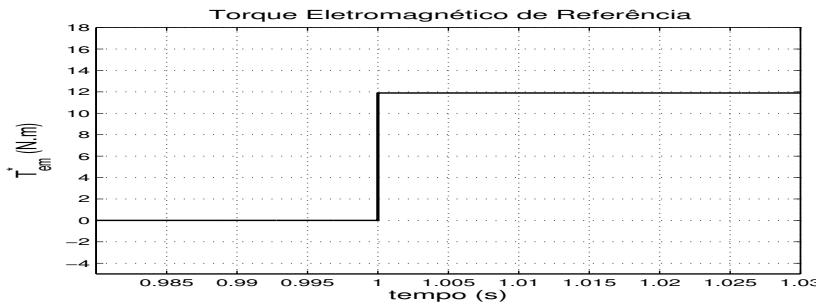


Fig. 6.57: Torque Eletromagnético de Referência [N.m].

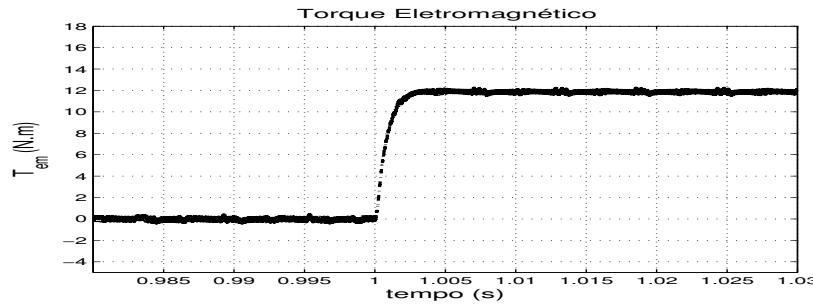


Fig. 6.58: Torque Eletromagnético [N.m].

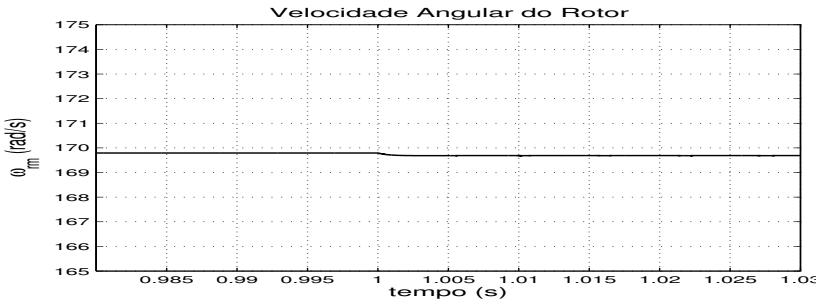


Fig. 6.59: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

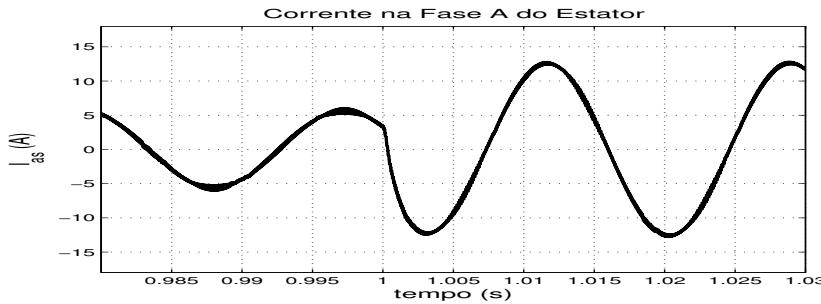


Fig. 6.60: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

### 6.4.3 Teste 3

**Aplicação de uma variação em degrau na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica rápida do controle como a regulação do torque máximo, oscilações indesejadas nas variáveis, linearidade da resposta. Fez-se a referência de velocidade oscilar abruptamente entre -0.5 p.u. e +0.5 p.u. em torno de -95 rad/s e +95 rad/s a cada 1.5 segundos como é apresentado na Fig. 6.61, produzindo um degrau de torque na entrada do controlador. O motor opera em vazio, apenas com a inércia do próprio rotor. O torque máximo solicitado do motor foi limitado a 1.5 vezes o valor nominal [11.9 N.m] no algoritmo de controle.

Na Fig. 6.63 observa-se que o torque eletromagnético fica praticamente constante ao longo do período de mudança de velocidade, apresentando uma resposta rápida. Pode-se ver que o limite de torque imposto foi observado (aproximadamente 18 N.m). Durante a reversão de sentido de rotação, o torque se mantém estável e a velocidade decresce linearmente. A Fig. 6.64 mostra a forma da corrente na **fase a** do estator, observa-se que a corrente tem um comportamento senoidal.

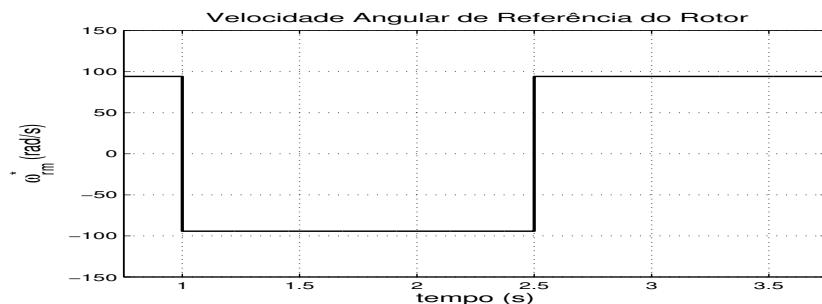


Fig. 6.61: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

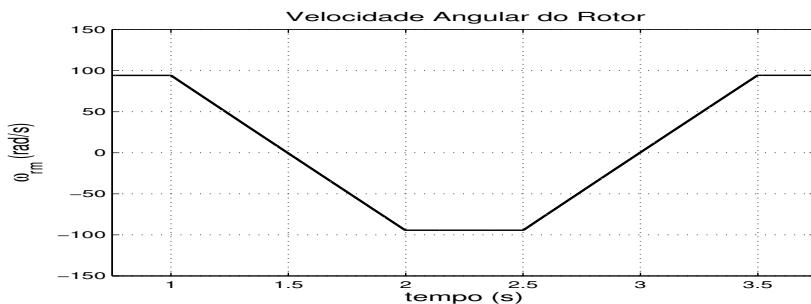


Fig. 6.62: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

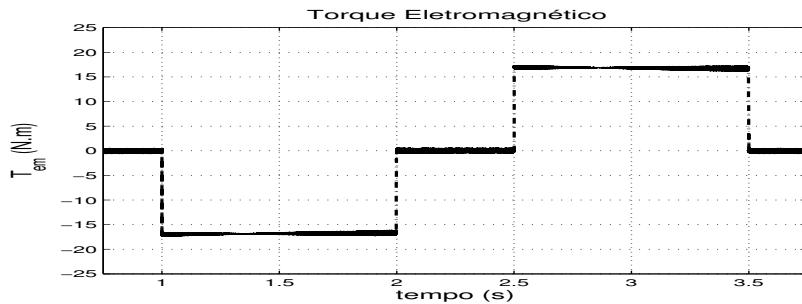
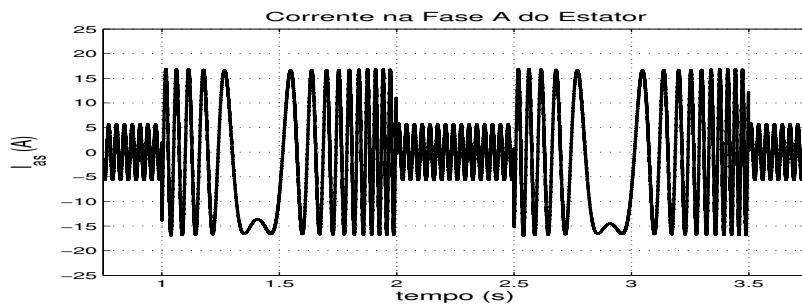


Fig. 6.63: Torque Eletromagnético [N.m].

Fig. 6.64: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

#### 6.4.4 Teste 4

**Aplicação de uma variação em rampa na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica lenta do controle como a capacidade de acompanhamento e regulação, comportamento da curva de torque, efeitos de perdas dentre outros fatores. A rampa de referência apresenta uma variação na velocidade de -0.5 p.u. até +0.5 p.u. em 1 segundo como mostrado na Fig. 6.65. A rampa tem uma inclinação calculada para a transição entre os patamares durar 1 segundo. Uma vez atingido esse patamar a referência de velocidade se mantém estável por 0.5 segundos, quando então ela volta a ser uma rampa com a variação no sentido contrário.

O comportamento para uma entrada em rampa de velocidade é apresentado na Fig. 6.66 até a Fig. 6.68. Observa-se que quando a velocidade estabiliza, o torque cai para um valor reduzido. A Fig. 6.68 mostra o comportamento da corrente de estator: no momento da reversão da velocidade a frequência da corrente é menor, e a partir desse ponto, a amplitude aumenta ligeiramente (acompanhando o aumento no torque) até a velocidade estabilizar no valor de referência.

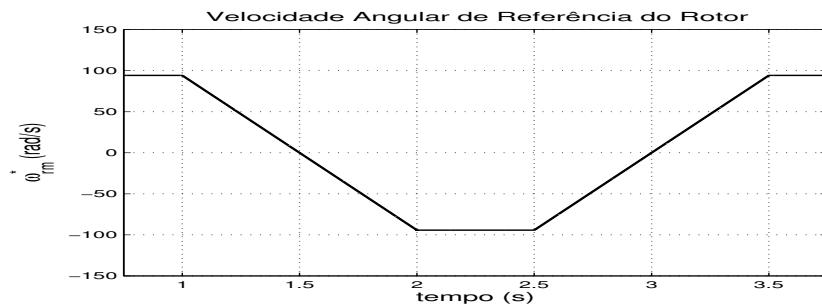


Fig. 6.65: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

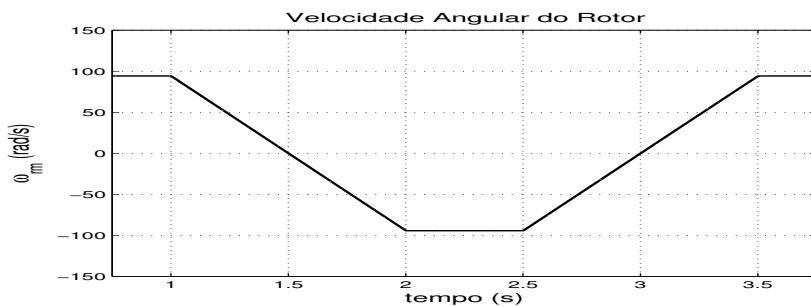


Fig. 6.66: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

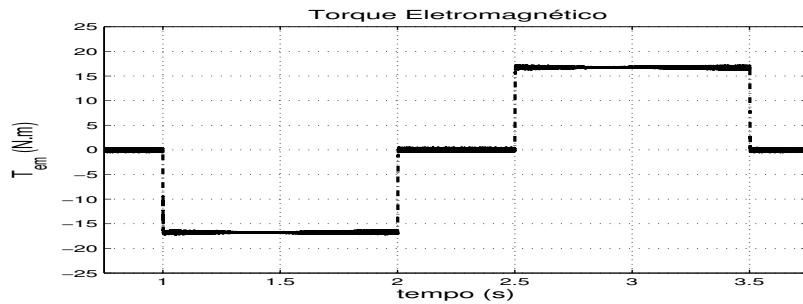


Fig. 6.67: Torque Eletromagnético [N.m].

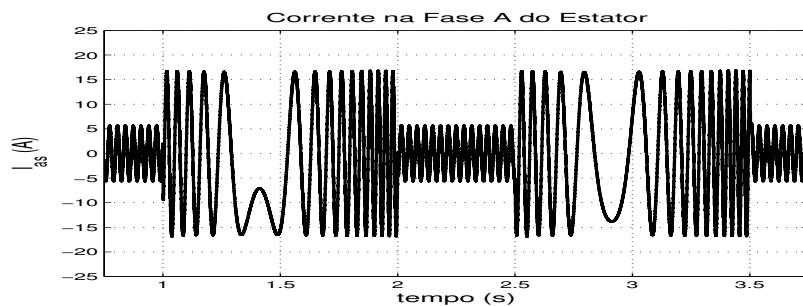


Fig. 6.68: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

## 6.5 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais e Controlador Fuzzy

### 6.5.1 DTC-SVM com Controlador Fuzzy PI

#### 6.5.2 Teste 1

**Aplicação de um perfil na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação repentina na carga, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] por 0.25 segundos, logo após foi aplicado um torque de 50% do valor do torque nominal por 0.25 segundos e finalmente foi aplicado novamente o torque nominal por 0.25 segundos.

A Fig. 6.69 até a Fig. 6.75, mostram a aplicação do perfil de torque; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%; quando o torque de carga é removido, a velocidade volta rapidamente ao patamar definido pela referência sem grandes oscilações.

Na Fig. 6.71 e Fig. 6.72 observa-se a forma da corrente do estator e do rotor numa das fases; a corrente do estator segue um comportamento senoidal.

Na Fig. 6.74 e Fig. 6.75 tem-se que o módulo de fluxo se mantém constante durante a aplicação do perfil de torque, esse mesmo comportamento pode ser confirmado no lugar geométrico do fluxo.

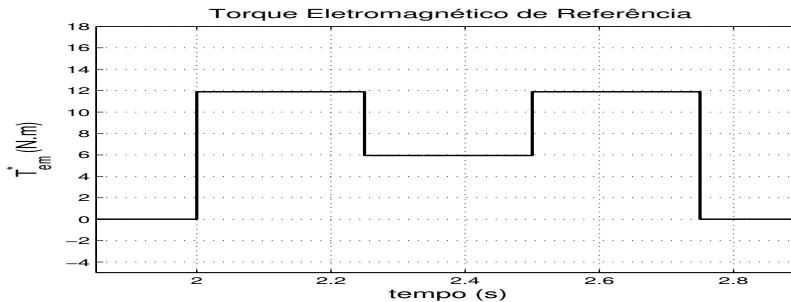


Fig. 6.69: Torque Eletromagnético de Referência [N.m].

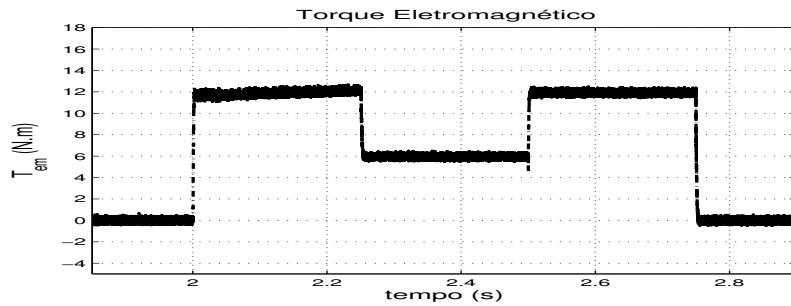


Fig. 6.70: Torque Eletromagnético [N.m].

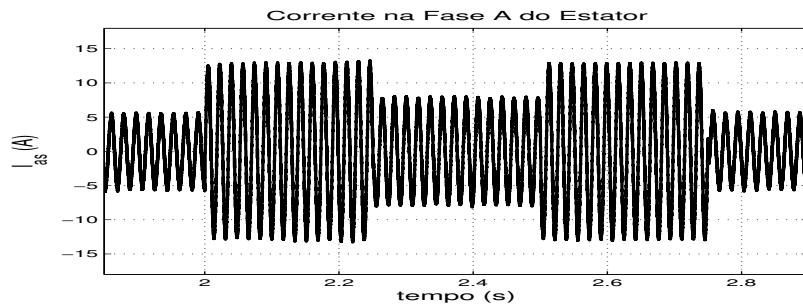


Fig. 6.71: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

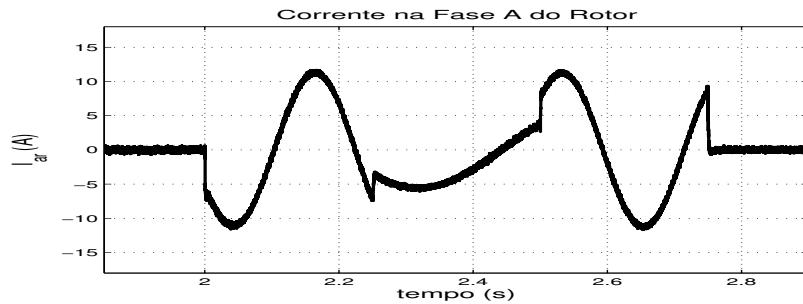


Fig. 6.72: Corrente  $I_{ar}$  do Rotor [A].

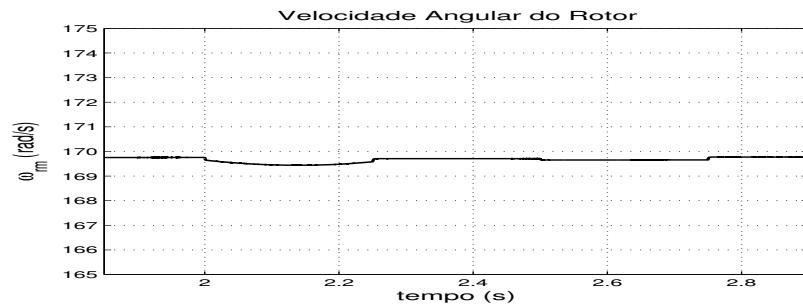


Fig. 6.73: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

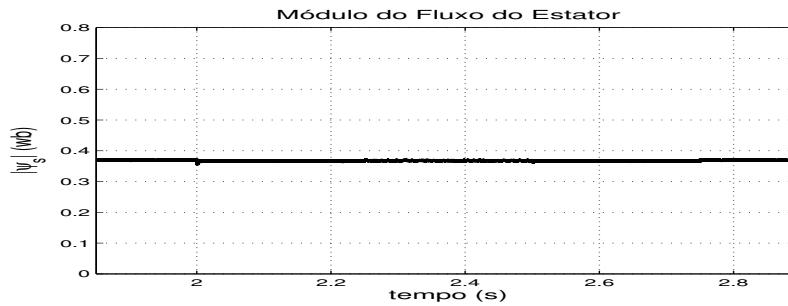


Fig. 6.74: Módulo do Fluxo do Estator [Wb].

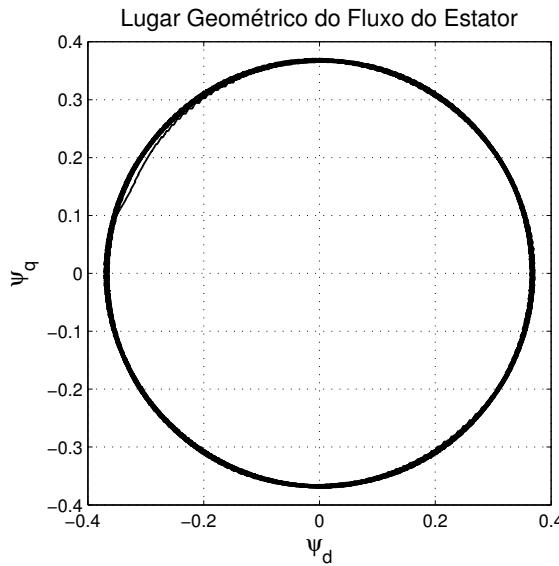


Fig. 6.75: Lugar Geométrico do Fluxo do Estator.

### 6.5.3 Teste 2

**Aplicação de uma variação em degrau na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação em degrau no torque, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] e verifico-se que o torque atinge o valor de referência em aproximadamente 2.4 ms.

A Fig. 6.76 até a Fig. 6.79, mostram a aplicação de uma variação em degrau no torque; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%.

Na Fig. 6.79, observa-se a forma da corrente do estator numa das fases; a corrente do estator muda sua amplitude rapidamente com a aplicação do degrau no torque.

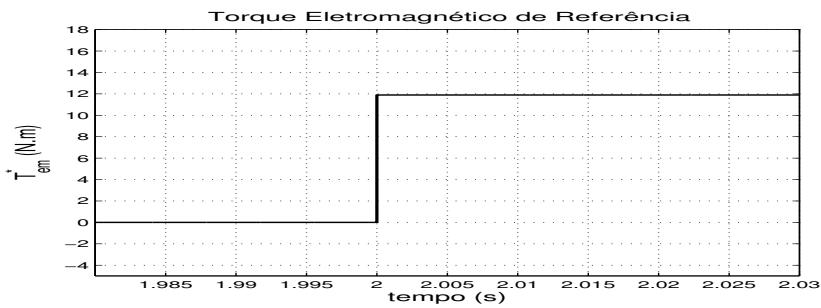


Fig. 6.76: Torque Eletromagnético de Referência [N.m].

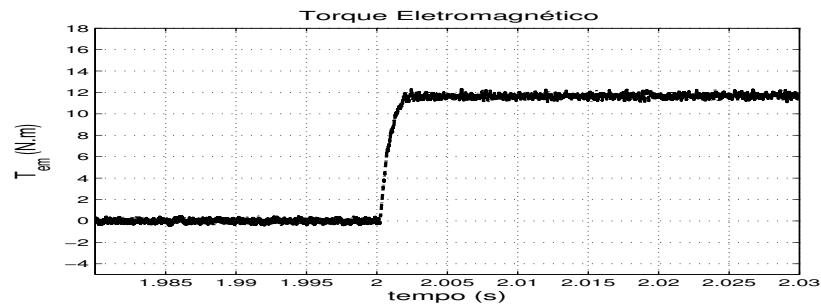


Fig. 6.77: Torque Eletromagnético [N.m].

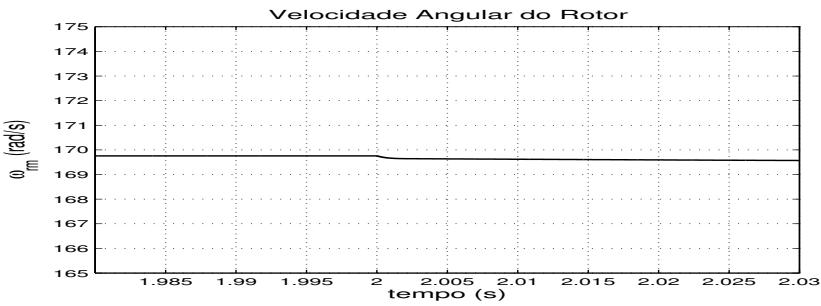


Fig. 6.78: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

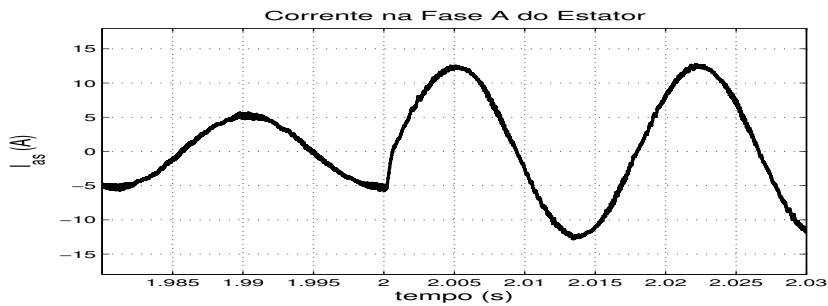


Fig. 6.79: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

### 6.5.4 Teste 3

**Aplicação de uma variação em degrau na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica rápida do controle como a regulação do torque máximo, oscilações indesejadas nas variáveis e linearidade da resposta. Fez-se a referência de velocidade oscilar abruptamente entre -0.5 p.u. e +0.5 p.u. em torno de -95 rad/s e +95 rad/s a cada 1.5 segundos como é apresentado na Fig. 6.80, produzindo um degrau de torque na entrada do controlador. O motor opera em vazio, apenas com a inércia do próprio rotor. O torque máximo solicitado do motor foi limitado a 1.5 vezes o valor nominal [11.9 N.m] no algoritmo de controle.

Na Fig. 6.82 observa-se que o torque eletromagnético fica praticamente constante ao longo do período de mudança de velocidade, apresentando uma resposta rápida. Pode-se ver que o limite de torque imposto foi observado (aproximadamente 18 N.m). Durante a reversão de sentido de rotação, o torque se mantém estável e a velocidade decresce linearmente. A Fig. 6.83 mostra a forma da corrente na **fase a** do estator, observa-se que a corrente tem um comportamento senoidal.

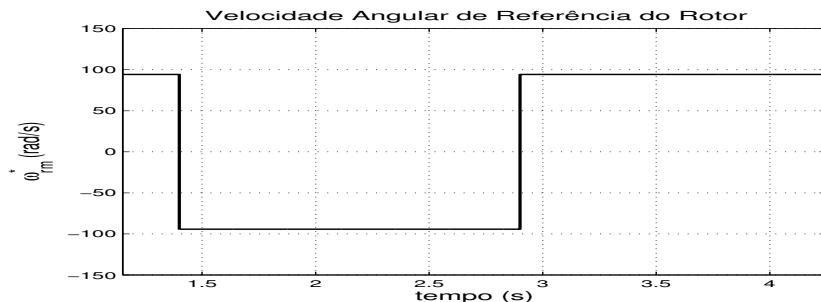


Fig. 6.80: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

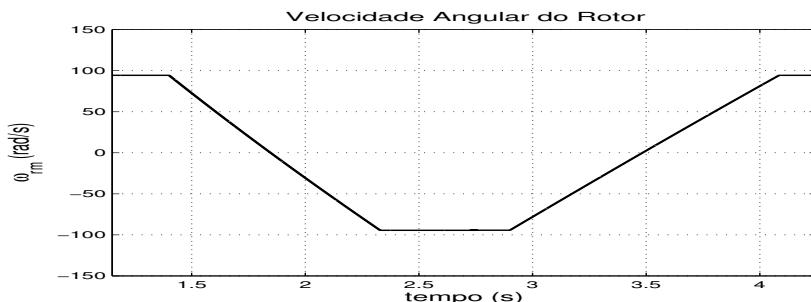


Fig. 6.81: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

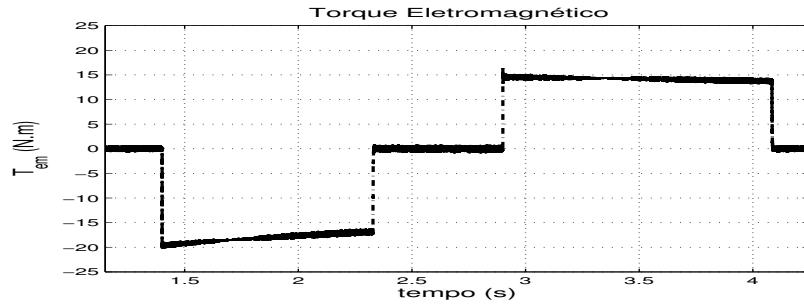
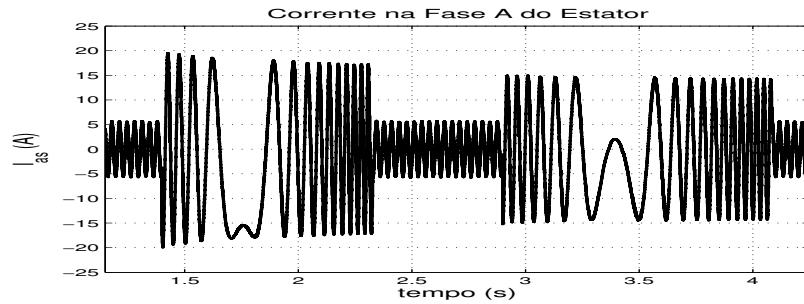


Fig. 6.82: Torque Eletromagnético [N.m].


 Fig. 6.83: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

### 6.5.5 Teste 4

**Aplicação de uma variação em rampa na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica lenta do controle como a capacidade de acompanhamento e regulação, comportamento da curva de torque, efeitos de perdas dentre outros fatores. A rampa de referência apresenta uma variação na velocidade de -0.5 p.u. até +0.5 p.u. em um segundo como mostrado na Fig. 6.84. A rampa tem uma inclinação calculada para a transição entre os patamares durar 1 segundo. Uma vez atingido esse patamar a referência de velocidade se mantém estável por 0.5 segundos, quando então ela volta a ser uma rampa com a variação no sentido contrário.

O comportamento para uma entrada em rampa de velocidade é apresentado na Fig. 6.85 até a Fig. 6.87. Observa-se que quando a velocidade estabiliza, o torque cai para um valor reduzido. A Fig. 6.87 mostra o comportamento da corrente de estator: no momento da reversão da velocidade a frequência da corrente é menor, e a partir desse ponto, a amplitude aumenta ligeiramente (acompanhando o aumento no torque) até a velocidade estabilizar no valor de referência.

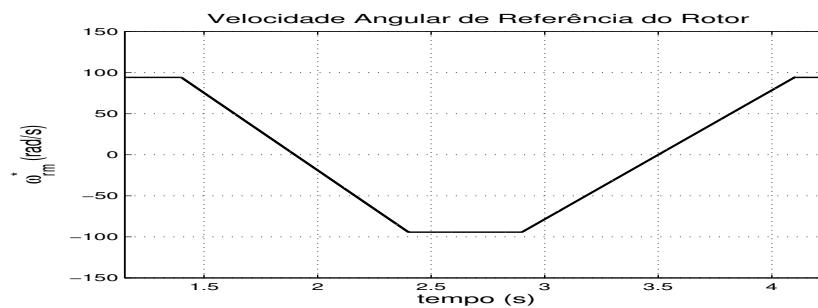


Fig. 6.84: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

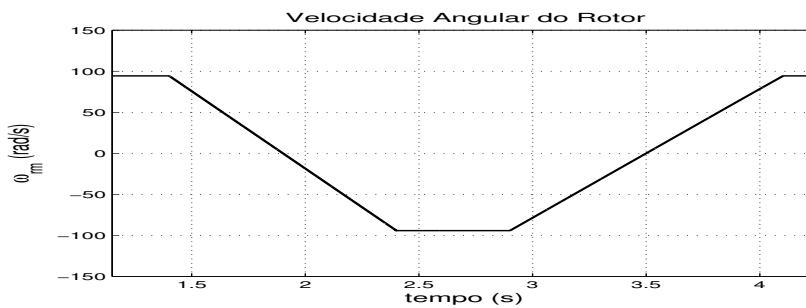


Fig. 6.85: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

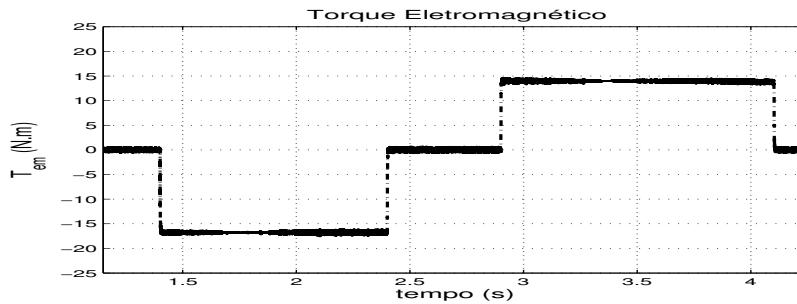


Fig. 6.86: Torque Eletromagnético [N.m].

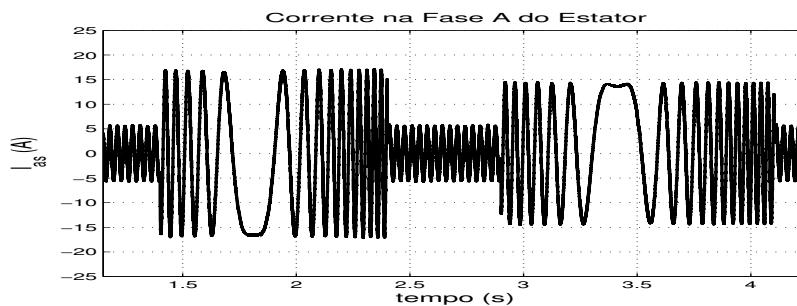


Fig. 6.87: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

### **6.5.6 DTC-SVM com Controlador Fuzzy Tipo PI Autoajustável**

#### **6.5.7 Teste 1**

**Aplicação de um perfil na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação repentina na carga, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] por 0.25 segundos, logo após foi aplicado um torque de 50% do valor do torque nominal por 0.25 segundos e finalmente foi aplicado novamente o torque nominal por 0.25 segundos.

A Fig. 6.88 até a Fig. 6.94, mostram a aplicação do perfil de torque; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%; quando o torque de carga é removido, a velocidade volta rapidamente ao patamar definido pela referência sem grandes oscilações.

Na Fig. 6.90 e Fig. 6.91 observa-se a forma da corrente do estator e do rotor numa das fases; a corrente do estator segue um comportamento senoidal.

Na Fig. 6.93 e Fig. 6.94 tem-se que o módulo de fluxo se mantém constante durante a aplicação do perfil de torque, esse mesmo comportamento pode ser confirmado no lugar geométrico do fluxo.

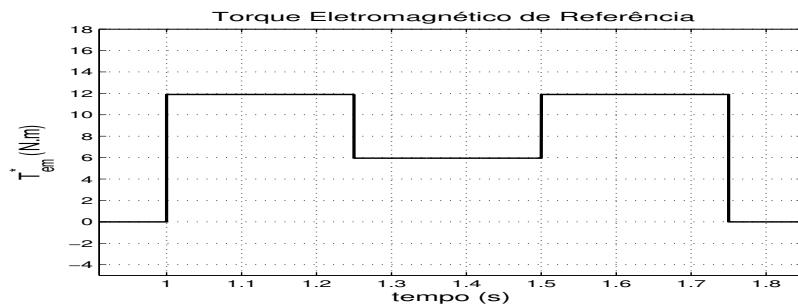


Fig. 6.88: Torque Eletromagnético de Referência [N.m].

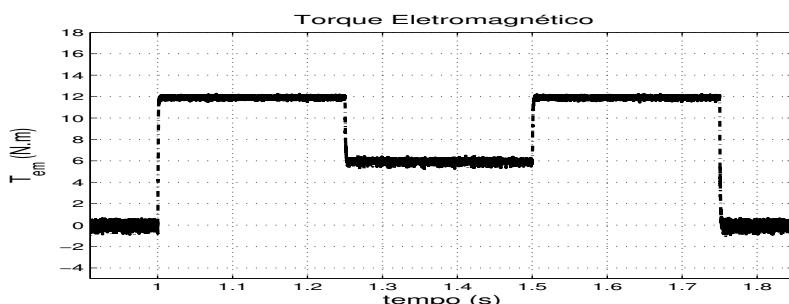


Fig. 6.89: Torque Eletromagnético [N.m].

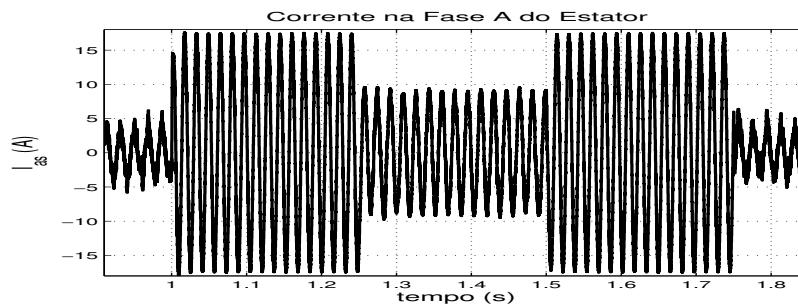
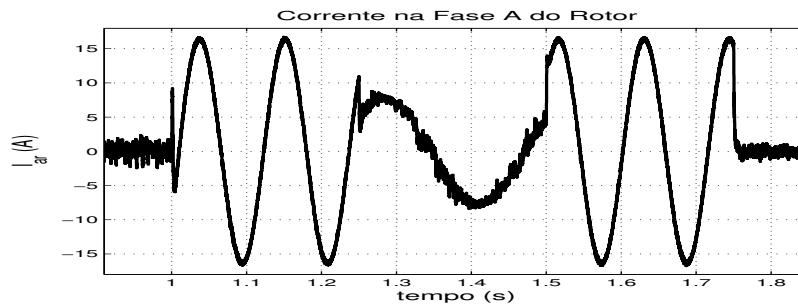
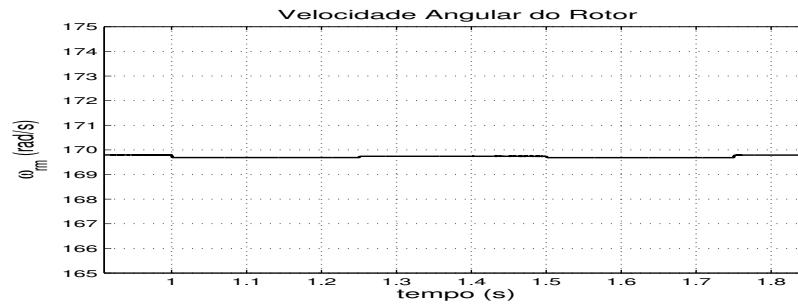
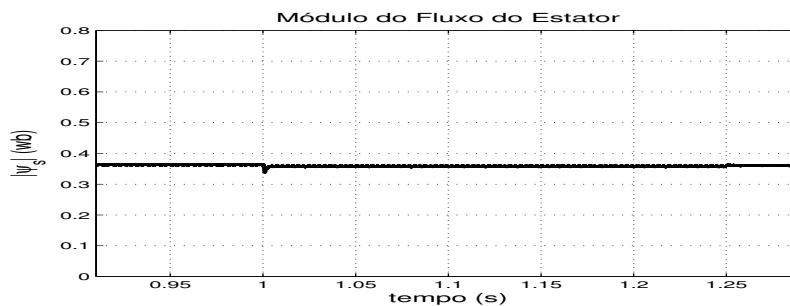
Fig. 6.90: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].Fig. 6.91: Corrente  $I_{ar}$  do Rotor [A].Fig. 6.92: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

Fig. 6.93: Módulo do Fluxo do Estator [Wb].

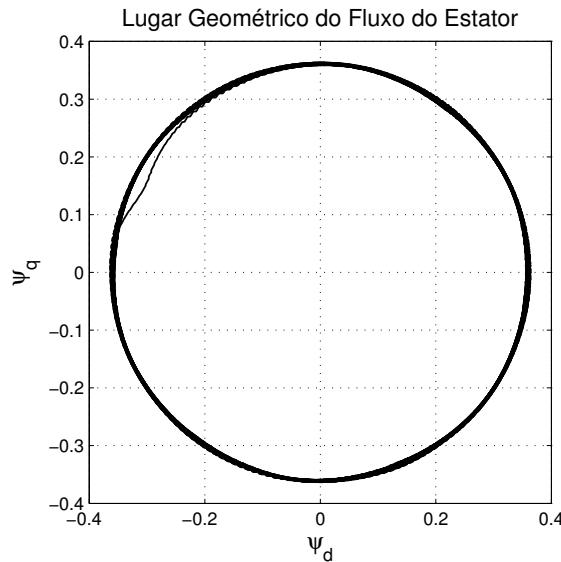


Fig. 6.94: Lugar Geométrico do Fluxo do Estator.

### 6.5.8 Teste 2

**Aplicação de uma variação em degrau na referência do torque:** O objetivo deste teste é observar a capacidade de regulação do controle ante uma variação em degrau no torque, sua estabilidade e tempo de resposta. Com o motor operando em vazio a 90% da velocidade nominal em torno de 170 rad/s, foi aplicado o torque nominal [11.9 N.m] e verifico-se que o torque atinge o valor de referência em aproximadamente 1.30 ms.

A Fig. 6.95 até a Fig. 6.98, mostram a aplicação de uma variação em degrau no torque; observa-se que o torque eletromagnético sobe rapidamente e a velocidade diminui ligeiramente menos de 0.1%.

Na Fig. 6.98, observa-se a forma da corrente do estator numa das fases; a corrente do estator muda sua amplitude rapidamente com a aplicação do degrau no torque.

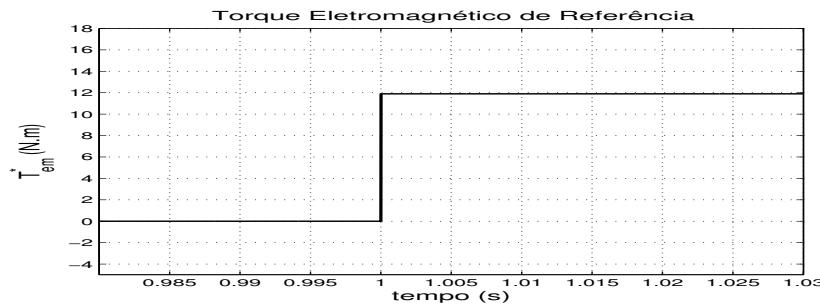


Fig. 6.95: Torque Eletromagnético de Referência [N.m].

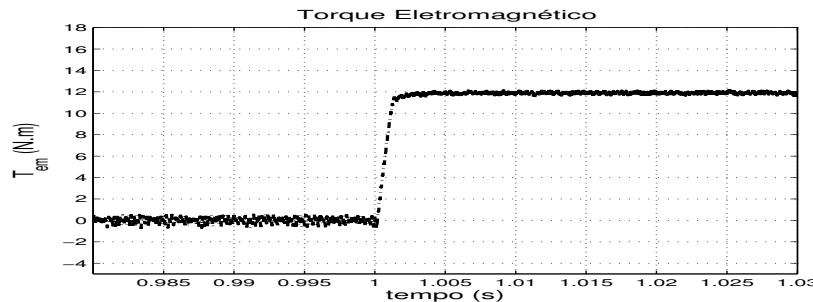
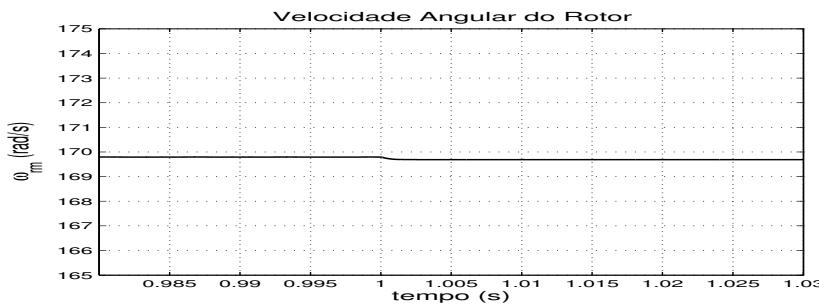
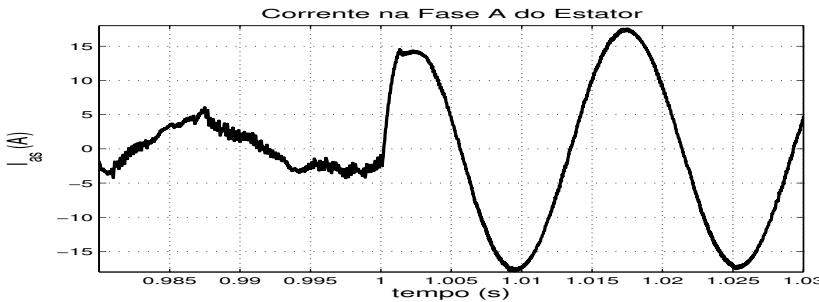


Fig. 6.96: Torque Eletromagnético [N.m].

Fig. 6.97: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].Fig. 6.98: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

### 6.5.9 Teste 3

**Aplicação de uma variação em degrau na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica rápida do controle como a regulação do torque máximo, oscilações indesejadas nas variáveis, linearidade da resposta. Fez-se a referência de velocidade oscilar abruptamente entre -0.5 p.u. e +0.5 p.u. em torno de -95 rad/s e +95 rad/s a cada 1.5 segundos como é apresentado na Fig. 6.99, produzindo um degrau de torque na entrada do controlador. O motor opera em vazio, apenas com a inércia do próprio rotor. O torque máximo solicitado do motor foi limitado a 1.5 vezes o valor nominal [11.9 N.m] no algoritmo de controle.

Na Fig. 6.101 observa-se que o torque eletromagnético fica praticamente constante ao longo do período de mudança de velocidade, apresentando uma resposta rápida. Pode-se ver que o limite de torque imposto foi observado (aproximadamente 18 N.m). Durante a reversão de sentido de rotação, o torque se mantém estável e a velocidade decresce linearmente. A Fig. 6.102 mostra a forma da corrente na **fase a** do estator, observa-se que a corrente tem um comportamento senoidal.

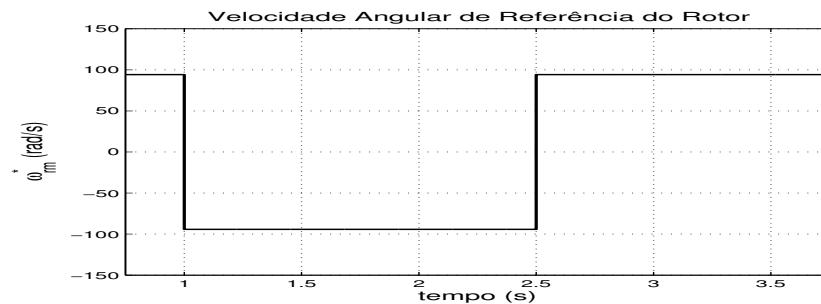


Fig. 6.99: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

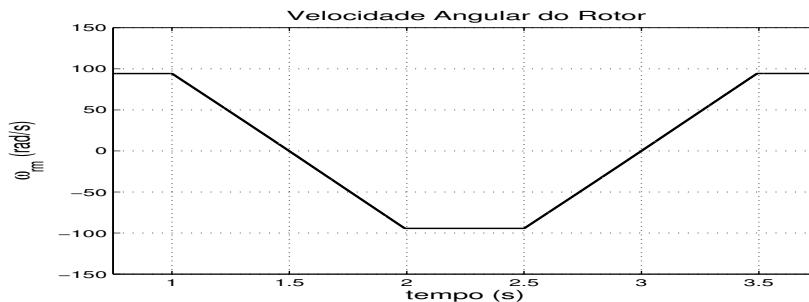


Fig. 6.100: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

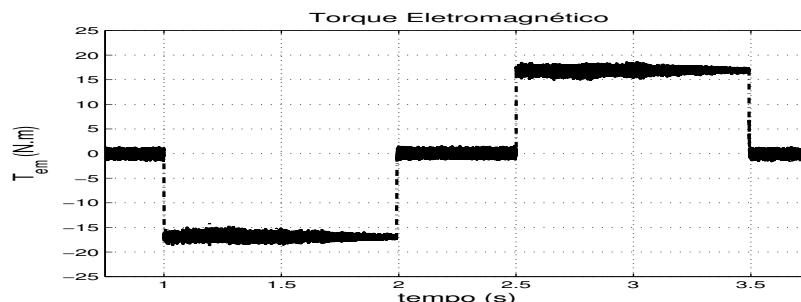


Fig. 6.101: Torque Eletromagnético [N.m].

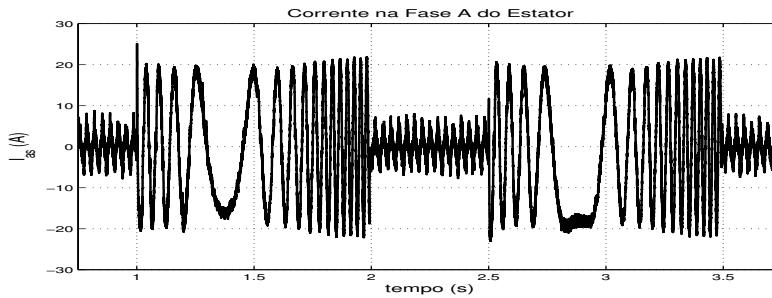


Fig. 6.102: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

### 6.5.10 Teste 4

**Aplicação de uma variação em rampa na referência de velocidade causando reversão na rotação:** O objetivo deste teste é observar a dinâmica de característica lenta do controle como a capacidade de acompanhamento e regulação, comportamento da curva de torque, efeitos de perdas dentre outros fatores. A rampa de referência apresenta uma variação na velocidade de -0.5 p.u. até +0.5 p.u. em um segundo como mostrado na Fig. 6.103. A rampa tem uma inclinação calculada para a transição entre os patamares durar 1 segundo. Uma vez atingido esse patamar a referência de velocidade se mantém estável por 0.5 segundos, quando então ela volta a ser uma rampa com a variação no sentido contrário.

O comportamento para uma entrada em rampa de velocidade é apresentado na Fig. 6.104 até a Fig. 6.106. Observa-se que quando a velocidade estabiliza, o torque cai para um valor reduzido. A Fig. 6.106 mostra o comportamento da corrente de estator: no momento da reversão da velocidade a frequência da corrente é menor, e a partir desse ponto, a amplitude aumenta ligeiramente (acompanhando o aumento no torque) até a velocidade estabilizar no valor de referência.

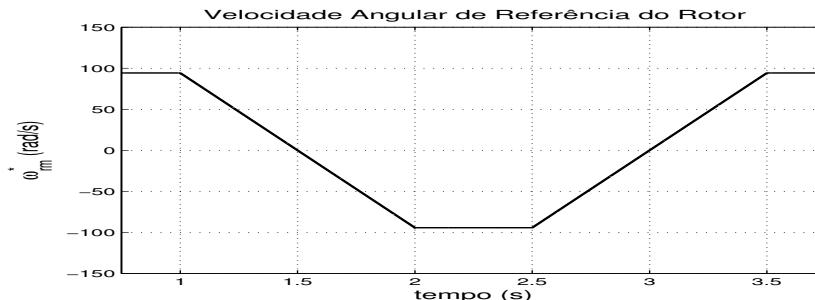


Fig. 6.103: Velocidade Angular de Referência do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

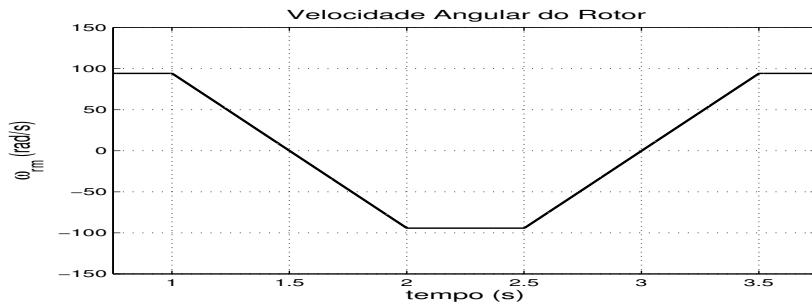
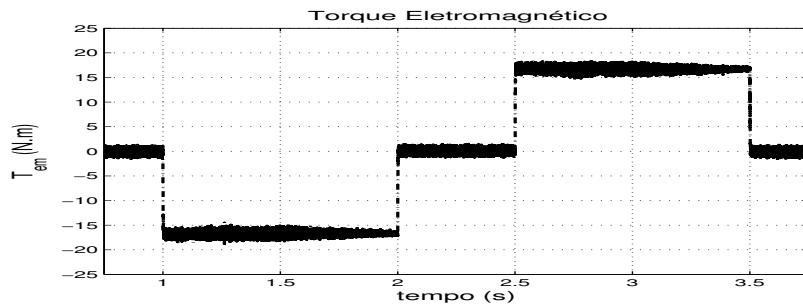
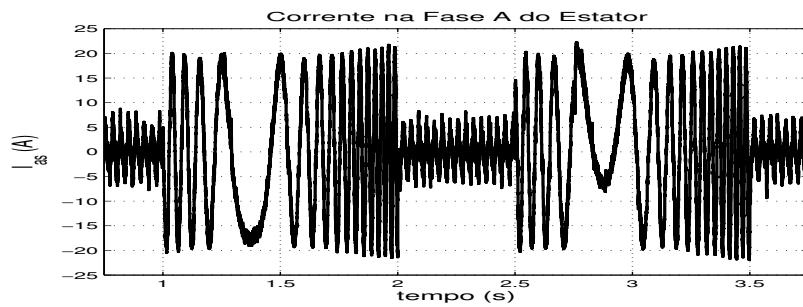
Fig. 6.104: Velocidade Angular do Rotor  $\omega_{rm}$  [rad/s].

Fig. 6.105: Torque Eletromagnético [N.m].

Fig. 6.106: Corrente  $I_{as}$  do Estator [A].

## 6.6 Medidas de Desempenho

Foi calculado o tempo de acomodação, tempo de subida e o índice integral do tempo multiplicado pelo valor absoluto do erro (ITAE) com a finalidade de comparar numericamente o desempenho do controlador PI e do controlador fuzzy tipo PI autoajustável quando são aplicados no esquema de controle direto de torque com modulação por vetores espaciais e malhas de controle em cascata. A Fig. 6.107 mostra a resposta ao degrau do controlador PI e do controlador FPIA. A Tab. 6.1 mostra os valores obtidos através da simulação.

Sendo que  $t_s$  é o tempo de subida,  $t_a$  é o tempo de acomodação.

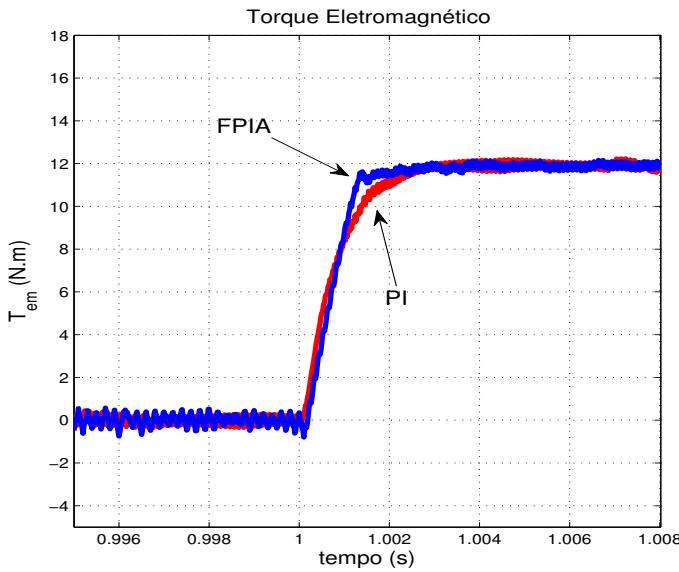


Fig. 6.107: Resposta ao Degrau do Controlador PI e do Controlador FPIA [N.m].

Tab. 6.1: Medidas de Desempenho

	$t_s(ms)$	$t_a(ms)$	ITAE
<b>DTC-SVM PI</b>	1.30	2.5	210.21
<b>DTC-SVM FPIA</b>	0.94	2.2	92.73

### 6.6.1 Ondulação do Torque Eletromagnético

Foi calculado a ondulação do torque eletromagnético através da seguinte equação[28]:

$$T_{ripple} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{max} + T_{min}} \quad (6.1)$$

Sendo que  $T_{ripple}$  é a ondulação do torque eletromagnético. A Fig. 6.108 até a Fig. 6.110 apresentam a forma de onda do torque eletromagnético e o valor instantâneo da ondulação quando o controlador PI é aplicado no esquema DTC-SVM sob análise, cujo valor médio é 0.0261 (ou 2.61%). No entanto, A Fig. 6.111 até a Fig. 6.113 apresentam a forma de onda do torque eletromagnético e o valor instantâneo da ondulação quando o controlador FPIA é aplicado no esquema DTC-SVM sob análise, cujo valor médio é 0.0239 (ou 2.39%), observando-se uma pequena redução em relação ao caso anterior.

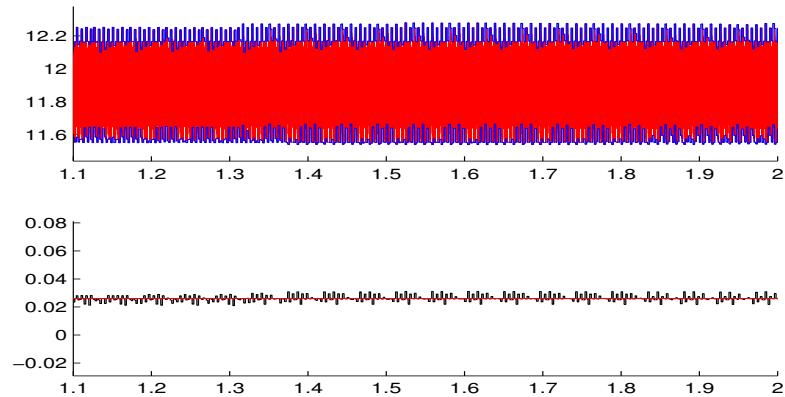


Fig. 6.108: Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.1, 2.0] para o controlador PI.

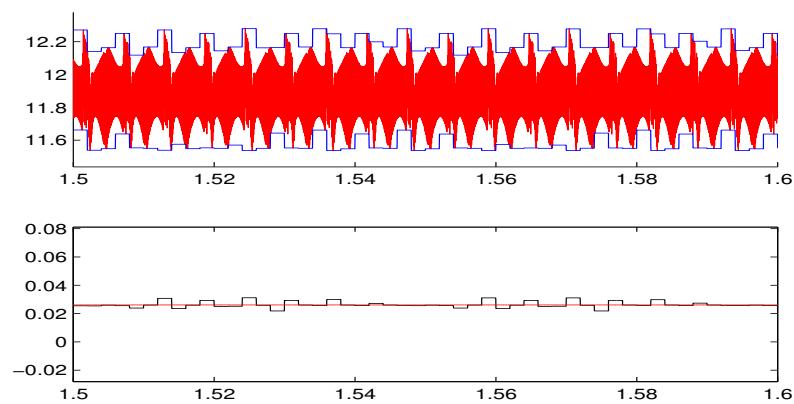


Fig. 6.109: Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.5, 1.6] para o controlador PI.

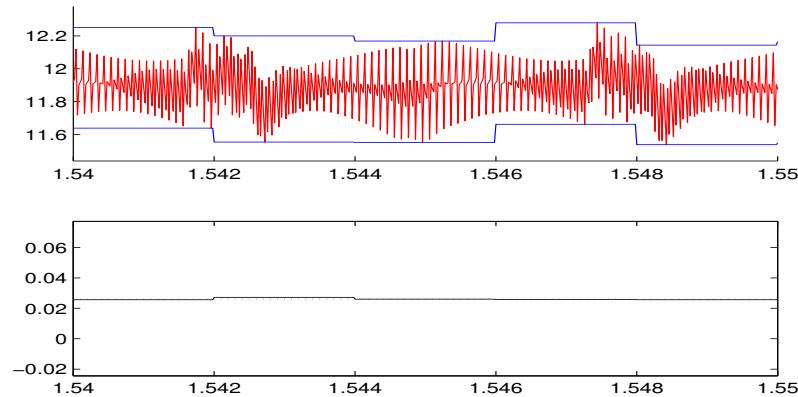


Fig. 6.110: Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.54, 1.55] para o controlador PI.

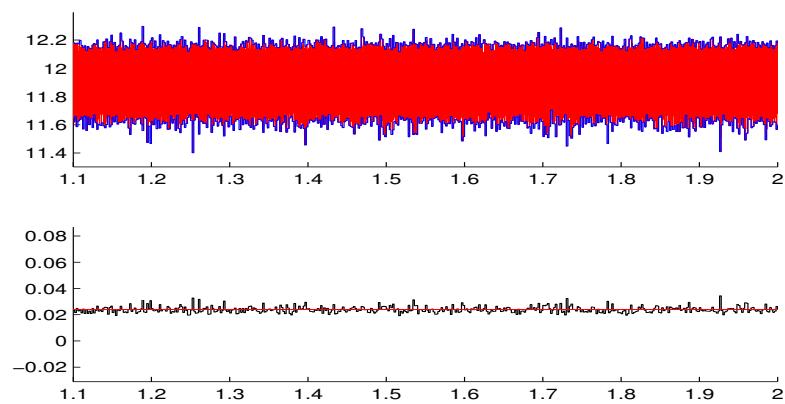


Fig. 6.111: Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.1, 2.0] para o controlador FPIA.

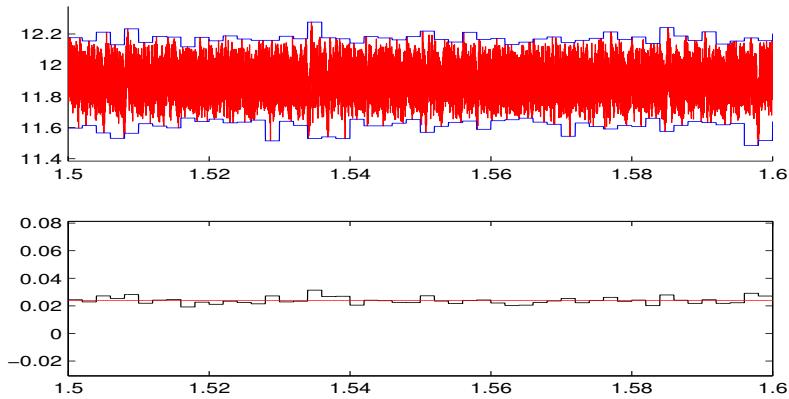


Fig. 6.112: Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.5, 1.6] para o controlador FPIA.

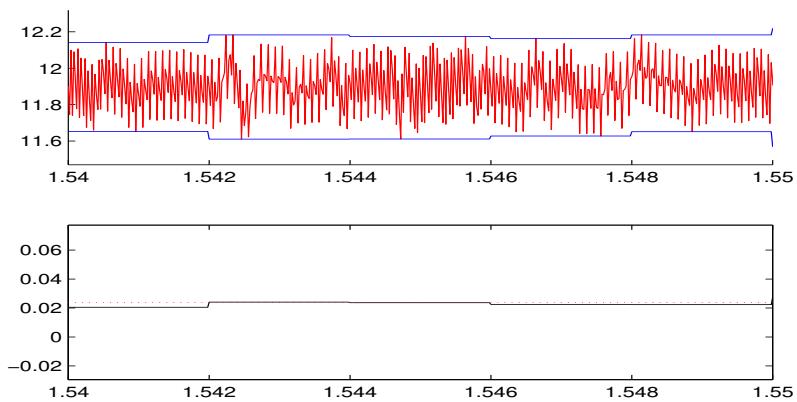


Fig. 6.113: Torque Eletromagnético [N.m] e sua ondulação instantânea no intervalo [1.54, 1.55] para o controlador FPIA.

# Capítulo 7

## Conclusões, Trabalhos Futuros

Este trabalho apresenta o desempenho do controlador fuzzy tipo PI autoajustável aplicado no esquema de controle direto de torque com modulação por vetores espaciais. Apresenta-se também um estudo comparativo, através da simulação, da resposta dinâmica de vários esquemas de controle DTC do motor de indução trifásico.

O controlador FPIA proposto determina dinamicamente e em tempo real o ângulo de carga existente entre os vetores espaciais dos fluxos do estator e do rotor. Em função deste ângulo e do ângulo do vetor espacial do fluxo estimado do rotor foi calculado o vetor espacial do fluxo do estator e a partir deste foi sintetizado o vetor espacial da tensão do estator necessário para manter o torque de referência. Foi usado a técnica de modulação em largura de pulsos por vetores espaciais para obter uma frequência de chaveamento constante e uma baixa ondulação de torque.

O desempenho do DTC com o controlador proposto foi comparado com o desempenho do mesmo esquema usando o controlador PI através de várias medidas de desempenho tais como tempo de acomodação, tempo de subida e o índice integral do tempo multiplicado pelo valor absoluto do erro (ITAE). Observa-se que o controlador proposto para o esquema DTC-SVM foi melhor para todos esses parâmetros de desempenho.

As simulações foram realizadas utilizando o software Simulink/Matlab. Procurou-se definir quatro condições de operação diferentes de modo a cobrir a maior parte das situações na qual o motor sob controle ficaria exposto em operações reais. Quando foram impostos estes testes ao MIT o controlador proposto assegurou uma resposta rápida e baixa ondulação do torque em comparação com o controlador PI, ambos aplicados ao mesmo esquema DTC-SVM.

Os resultados das simulações mostraram que o controlador proposto para o esquema DTC-SVM alcançou uma resposta rápida e uma baixa ondulação do torque eletromagnético. Também os resultados obtidos para todos os esquemas apresentados neste trabalho mostraram-se compatíveis com os resultados apresentados na literatura.

## **7.1 Trabalhos Futuros**

Algumas sugestões para trabalhos futuros são: a) implementar os esquemas de controle propostos, b) aplicar sistemas fuzzy e redes neurais na estimação da velocidade para realizar o controle sem sensores, c) aprimoramento para operação em baixas velocidades dos esquemas de controle propostos.

# Referências Bibliográficas

- [1] Thomas G. Habetler, Francesco Profumo, Michele Pastorelli, and Leon M. Tolbert. Direct torque control of induction machines using space vector modulation. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 28:1045–1053, septiembre/octubre 1992.
- [2] Jun-Koo Kang, and Seung-Ki Sul. New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 35:1076–1082, 1999.
- [3] Jose Rodriguez, Jorge Pontt, Cesar Silva, Samir Kouro and Hemin Miranda. A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation. In *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004.
- [4] H. Abu-Rub and J. Guzinski and Z. Krzeminski and H.A. Toliyat. Advanced control of induction motor based on load angle estimation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(1):5 – 14, feb. 2004.
- [5] Lin Chen and Kang-Ling Fang and Zi-Fan Hu. *A scheme of fuzzy direct torque control for induction machine*, volume 2. aug. 2005.
- [6] Koutsogiannis, Z. and Adamidis, G. and Fyntanakis, A. Direct torque control using space vector modulation and dynamic performance of the drive, via a fuzzy logic controller for speed regulation. *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pages 1 –10, sept. 2007.
- [7] S. Z. He and S. Tan and F. L. Xu and P. Z. Wang. Fuzzy self-tuning of pid controller. *Fuzzy Sets Systems*, 56:37–46, 1993.
- [8] Young-Moon Park and Un-Chul Moon and Lee, K.Y. A self-organizing fuzzy logic controller for dynamic systems using a fuzzy auto-regressive moving average (farma) model. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 3(1):75 –82, feb 1995.

- [9] Mudi, R.K. and Pal, N.R. A robust self-tuning scheme for pi- and pd-type fuzzy controllers. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 7(1):2 –16, feb 1999.
- [10] Mannan, M., Murata, T., Tamura, J. & Tsuchiya, T. A fuzzy-logic-based self-tuning pi controller for high-performance vector controlled induction motor drive. *Electric Power Components and Systems*, 34(4):pp. 471–481, 2006.
- [11] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., Stephen D. Umans. *Electric Machinery*. McGraw-Hill Companies, Inc., 6° edition, 2003. ISBN 0071121935.
- [12] Takahashi, Isao; Noguchi, Toshihiko. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5):820–827, September 1986.
- [13] M. Depenbrock. Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3:420–429, 1988.
- [14] Giuseppe S. Buja and Marian P. Kazmierkowski. Direct torque control of pwm inverter - fed ac motors - a survey. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 51:744–757, 2004.
- [15] Peter Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, Inc., 1998. ISBN 0198564651.
- [16] Lins, Zanoni D. Controle Direto de Torque para Motores de Indução - Estudo e Implementação. Tese de doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, Fevereiro 2001.
- [17] Manuele Bertoluzzo, Giuseppe Buja, and Roberto Menis. A Direct Torque Control Scheme for Induction Motor Drive Using the Current Model Flux Estimation. In *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED.*, 2007.
- [18] Chee-Mun Ong. *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*. Prentice Hall, 1998. ISBN 0137237855.
- [19] van der Broeck, H.W.; Skudelny, H.-C.; Stanke, G.V. Analysis and realization of a pulselwidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(1):142–150, January 1988.
- [20] Zhu Longji, Wang Rulin. A novel direct torque control system based on space vector pwm. volume 2, pages 755 – 760 Vol.2, Aug. 2004.

- [21] Lascu, C. and Boldea, I. and Blaabjerg, F. A modified direct torque control for induction motor sensorless. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 36(1):122–130, 2000.
- [22] Yanan Zhao and Collins, E.G., Jr. Fuzzy pi control design for an industrial weigh belt feeder. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 11(3):311 – 319, june 2003.
- [23] Lotfi. A. Zadeh. Fuzzy sets. *Information and Control*, 8(3):pp. 338–353, 1965.
- [24] Zdenko Kovacic and Stjepan Bogdan. *Fuzzy Controller Design: Theory and Applications*. 2006. ISBN 084933747X.
- [25] Hime Aguiar E Oliveira Jr. *Lógica Difusa: Aspectos Práticos e Aplicações*. 1999. ISBN: 8571930244.
- [26] Mizumoto, Masaharu. Fuzzy controls under various fuzzy reasoning methods. *Inf. Sci.*, 45(2):129 –151, 1988.
- [27] Hellendoorn, H. Closure properties of the compositional rule of inference. *Fuzzy Sets Syst.*, 35(2):163–183, 1990.
- [28] Jacek F. Gieras, Chong Wang, Joseph Cho Lai. *Noise of Polyphase Electric Motors*. 2006.

## Apêndice A

### Parâmetros do Motor de Indução Trifásico

O motor de indução trifásico utilizado nas simulações tem os seguintes parâmetros:

- Tensão nominal - 220 (V)/ 60 (Hz).
- Potência nominal - 3 (Hp).
- Torque nominal - 11.9 (N.m).
- Velocidade nominal - 179 (rad/s).
- Resistências do estator e rotor  $R_s, R_r$  - 0.435, 0.816 ( $\Omega$ )
- Indutâncias  $L_{ls}, L_{lr}$  - 0.002, 0.002 (H)
- Indutância  $L_m$  - 0.0693 (H)
- Momento de inércia  $J$  - 0.089 ( $K_g m^2$ )
- Número de pares de pólos P - 2