



José Luis Azcue Puma

ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIRETO DE TORQUE PARA MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS USANDO CONTROLADORES FUZZY TIPO TAKAGI-SUGENO
E CONTROLADORES POR MODOS DESLIZANTES

Campinas
2013



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

José Luis Azcue Puma

ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIRETO DE TORQUE PARA MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS USANDO CONTROLADORES FUZZY TIPO TAKAGI-SUGENO
E CONTROLADORES POR MODOS DESLIZANTES

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho
Coorientador: Dr. Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho

Este exemplar corresponde à versão final
da tese defendida pelo aluno José Luis
Azcue Puma e orientada pelo Prof. Dr.
Ernesto Ruppert Filho

Campinas
2013

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

Azcue Puma, José Luis, 1981-
Az19e Estratégias de controle direto de torque para motores de indução trifásicos usando controladores fuzzy tipo Takagi-Sugeno e controladores por modos deslizantes / José Luis Azcue Puma. – Campinas, SP : [s.n.], 2013.
Orientador: Ernesto Ruppert Filho.
Coorientador: Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho.
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
1. Motores elétricos de indução. 2. Controle vetorial. 3. Lógica fuzzy. 4. Acionamento elétrico. I. Ruppert Filho, Ernesto, 1948-. II. Sguarezi Filho, Alfeu Joãozinho. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em inglês: Direct torque control strategies for three-phase induction motors with Takagi-Sugeno fuzzy controllers and sliding mode controllers

Palavras-chave em inglês:

Electric induction motors

Vector control

Fuzzy logic

Electric drives

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Ernesto Ruppert Filho [Orientador]

Wilson Komatsu

Milton Evangelista de Oliveira Filho

Edson Bim

Walmir de Freitas Filho

Data de defesa: 28-05-2013

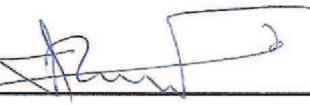
Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: José Luis Azcue Puma

Data da Defesa: 28 de maio de 2013

Título da Tese: "Estratégias de Controle Direto de Torque para Motores de Indução Trifásicos Usando Controladores Fuzzy Tipo Takagi-Sugeno e Controladores por Modos Deslizantes"

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente): 

Prof. Dr. Wilson Komatsu: 

Prof. Dr. Milton Evangelista de Oliveira Filho: 

Prof. Dr. Edson Bim: 

Prof. Dr. Walmir de Freitas Filho: 

À MEMÓRIA DE MEU PAI ANDRÉS
E A MINHA MÃE SÍLVIA.

A MINHA ESPOSA ANA GLORIA
POR SUA PACIÊNCIA E COMPREEN-
SÃO.

A MINHA FILHA CHRISTIANE.

Agradecimentos

Agradeço,

A Deus, minha fortaleza.

Ao meu orientador Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho pela valorosa orientação.

A Alfeu pela amizade e coorientação.

A minha esposa por seu apoio incondicional.

Aos amigos e colegas do laboratório de eletrônica de potência (LEPO) mais próximos: Marcelo, Marcos, Milton, Jonas, Leonardo, Paulo e Tárcio pela convivência descontraída e as trocas de experiências.

Aos demais colegas do LADIME e do DSCE pela ótima convivência.

Aos professores da FEEC pelos ótimos cursos oferecidos.

Aos membros da banca examinadora pelos comentários, sugestões e contribuições, que ajudaram a melhorar a qualidade e a redação final do manuscrito.

À agência CAPES pelo apoio financeiro concedido durante todo o período de doutoramento. À FEEC/UNICAMP pela ótima estrutura que oferece aos estudantes e pesquisadores.

E a todos os que eu não citei explicitamente, mas que contribuiram à sua maneira com meu trabalho, seja pela riqueza de conhecimentos técnicos, seja pela vivência e experiência transmitidas.

A genialidade é 1% inspiração e 99% transpiração.

Thomas A Edison

Resumo

Na presente tese de doutorado propõe-se estratégias de controle por orientação direta de campo (FOC direto) e de controle direto de torque (CDT) com emprego de controladores fuzzy do tipo Takagi-Sugeno (fuzzy T-S). Propõe-se também, uma estratégia de CDT baseado no controle do ângulo de carga com o emprego do controle por modos deslizantes (CDT-CMD). As estratégias de controle vetorial propostas são utilizadas para o controle de alto desempenho do motor de indução trifásico. O controlador fuzzy T-S proposto utiliza uma única base de regras para gerar as componentes de eixo direto e de quadratura do vetor espacial da tensão do estator. Isto simplifica a estrutura do controlador fuzzy T-S e em consequência diminui o custo computacional e seu tempo de processamento. Na estratégia de CDT com o controle por modos deslizantes o esforço de controle é sempre o máximo possível no sentido de reduzir os erros do torque e do fluxo. Assim, é possível obter uma resposta rápida no controle do fluxo e do torque. Os resultados de simulação e experimentais são apresentados para validarem as propostas desta tese de doutorado. Os controladores apresentaram um desempenho dinâmico satisfatório pois as referências de torque e de fluxo foram atendidas. Todos os resultados obtidos mostraram-se compatíveis com os resultados apresentados na literatura, validando as estratégias de CDT e de FOC direto propostas.

Palavras-chave: Motores elétricos de indução, controle vetorial, lógica fuzzy, acionamento elétrico.

Abstract

This thesis proposes a direct field oriented control (D-FOC) and direct torque control (DTC) strategies with Takagi-Sugeno fuzzy controllers (T-S fuzzy). Also it proposes a DTC strategy based on load angle control with the use of sliding mode control (DTC-SMC). The proposed vector control strategies are used for high performance control of three-phase induction motor. The proposed T-S fuzzy controller uses a single rule base to generate the direct-axis and quadrature-axis components of the stator voltage space vector. This simplifies the structure of the T-S fuzzy controller and consequently it reduces the computational cost and its processing time. However, in the sliding mode control the control effort is always the maximum possible in order to reduce the errors of the torque and the flux. Hence, it is possible to get a fast response in the control of the torque and the flux. The proposed controllers showed a good dynamic performance because the references were achieved. The experimental and simulation results of the vector control strategies were presented to validate the proposed controllers. All the obtained results were consistent with the results reported in the literature, validating the proposed DTC and D-FOC strategies.

Keywords: Electric induction motors, vector control, fuzzy logic, electric drives.

Lista de Figuras

2.1	Diagrama vetorial no sistema de referência estacionário e síncrono.	14
2.2	Diagrama de blocos do controle por orientação direta do campo.	17
2.3	Vetor espacial do fluxo concatenado e da corrente do estator.	18
2.4	Vetores espaciais da corrente do estator, do fluxo concatenado do estator e, do fluxo concatenado do rotor.	21
2.5	Sistema de referência alinhado com o fluxo do estator.	23
2.6	Diagrama de blocos da estratégia de controle direto de torque orientado pelo fluxo do estator.	25
2.7	Diagrama vetorial dos vetores espaciais do fluxo do estator e do rotor.	26
2.8	Diagrama de blocos do controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga.	27
3.1	Funções de pertinência (a) trapezoidal (b) triangular (c) Gaussiano e (d) curva de Gauss.	31
3.2	Função de pertinência, variável linguística e termos linguísticos.	32
3.3	Estrutura do controlador fuzzy Takagi-Sugeno.	33
3.4	Controle por orientação direta do campo com o controlador fuzzy T-S.	37
3.5	Diagrama de blocos do método de compensação adaptativa.	38
3.6	Diagrama vetorial mostrando a relação entre os vetores $\vec{\psi}_s$ e \vec{bemf} .	39
3.7	Estrutura do controlador de corrente fuzzy Takagi-Sugeno.	41

3.8	Funções de pertinência para o erro da componente de eixo direto da corrente do estator $E_{i_{ds}}$ (em Amperes)	42
3.9	Funções de pertinência para o erro da componente de eixo em quadratura da corrente do estator $E_{i_{qs}}$ (em Amperes)	42
3.10	Resultados das simulações da velocidade ω_r para o <i>teste 1</i> (em segundos)	46
3.11	Resultados experimentais da velocidade ω_r para o <i>teste 1</i> (C2,C3: 0.2 pu/div, 5 s/div)	46
3.12	Resultados das simulações da velocidade ω_r para o <i>teste 2</i> (em segundos)	46
3.13	Resultados experimentais da velocidade ω_r para o <i>teste 2</i> (C2,C3: 0.2 pu/div, 5 s/div)	47
3.14	Resultados das simulações da velocidade ω_r para o <i>teste 3</i> (em segundos)	47
3.15	Resultados experimentais da velocidade ω_r para o <i>teste 3</i> (C2,C3: 0.2 pu/div, 5 s/div)	47
3.16	Resultados das simulações das correntes i_{ds}, i_{qs} no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor para o <i>teste 4</i> (em segundos)	48
3.17	Resultados experimentais das correntes i_{ds}, i_{qs} no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor para o <i>teste 4</i> (C2,C3: 0.5 pu/div, 5 s/div)	48
3.18	Resultados das simulações da velocidade ω_r e das correntes i_{ds}, i_{qs} no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor para o <i>teste 5</i> (em segundos)	49
3.19	Resultados experimentais da velocidade ω_r e das correntes i_{ds}, i_{qs} no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor para o <i>teste 5</i> (C1,C3: 0.5 pu/div; C2: 1 pu/div; 5 s/div)	49
3.20	Estratégia de controle direto de torque com o controlador fuzzy Takagi-Sugeno . .	50
3.21	Estrutura do controlador fuzzy Takagi-Sugeno	53
3.22	Funções de pertinência para o erro do fluxo do estator (em Weber)	54
3.23	Funções de pertinência para o erro do torque eletromagnético (em N.m)	54
3.24	Resultados das simulações de ω_r , t_{em} e i_{as} para o <i>teste 1</i>	58

3.25 Resultados experimentais de ω_r , t_{em} e i_{as} para o <i>teste 1</i> (C2: 0.5 pu/div; C3: 5 Nm/div; C4: 10 A/div; 5 s/div)	58
3.26 Resultados das simulações de $ \vec{\psi}_s $, t_{em} e i_{as} para o <i>teste 2</i>	58
3.27 Resultados experimentais de $ \vec{\psi}_s $, t_{em} e i_{as} para o <i>teste 2</i> (C1: 0.5 pu/div; C2: 10 Nm/div; C3: 0.5 Wb/div; C4: 10A/div; 5 s/div)	59
3.28 Resultados das simulações de ω_r , t_{em} e i_{as} para o <i>teste 3</i>	59
3.29 Resultados experimentais de ω_r , t_{em} e i_{as} para o <i>teste 3</i> (C1: 10 Nm/div; C2, C3: 0.5 pu/div; C4: 10 A/div; 5 s/div)	59
3.30 Resultados das simulações de ω_r e i_{as} para o <i>teste 4</i>	60
3.31 Resultados experimentais de ω_r e i_{as} para o <i>teste 4</i> (C1, C2: 0.1 pu/div; C4: 5 A/div; 5 s/div)	60
 4.1 Digrama de blocos do sistema de segunda ordem.	64
4.2 Regiões definidas pela superfície de chaveamento $s(x_1, x_2) = 0$	65
4.3 Plano de fase para o subsistema I.	66
4.4 Plano de fase para o subsistema II.	66
4.5 Plano de fase resultante da aplicação da função de chaveamento.	67
4.6 Modo de aproximação (a) e modo de deslizamento.	68
4.7 Trajetória do sistema controlado por modos deslizantes para uma condição inicial.	69
4.8 Controle direto de torque com o controle por modos deslizantes.	70
4.9 Funções <i>eval</i> utilizados no CMD (a) sinal (b) histerese e (c) linear com saturação.	73
4.10 Controlador por modos deslizantes para o torque SMC1.	74
4.11 Controlador por modos deslizantes para o fluxo SMC2.	75
4.12 Resultados de simulação do $ \vec{\psi}_s $, do t_{em} e da i_{as} para o <i>teste 1</i> para a estratégia de CDT com CMD	76
4.13 Resultados experimentais do $ \vec{\psi}_s $, do t_{em} e da i_{as} para o <i>teste 1</i> para a estratégia de CDT com CMD (C2: 5 Nm/div; C3: 0.2 Wb/div; C4: 5 A/div; 10s/div). . .	76
4.14 Resultados experimentais do $ \vec{\psi}_s $, do t_{em} e da i_{as} para o <i>teste 1</i> para a estratégia de Rodríguez <i>et al.</i> (C2: 5 Nm/div; C3: 0.2 Wb/div; C4: 5 A/div; 10s/div). . .	77

4.15 Resultados de simulação da ω_r , do t_{em} e da i_{as} para o <i>teste 1</i> para a estratégia de CDT com CMD	77
4.16 Resultados experimentais da ω_r , do t_{em} e da i_{as} para o <i>teste 1</i> para a estratégia de CDT com CMD (C2: 5 Nm/div; C3: 0.2 pu/div; C4: 5 A/div; 10s/div).	77
4.17 Resultados de simulação para as componentes dos eixos direto e em quadratura do fluxo do estator para o <i>teste 1</i> , para a estratégia de CDT com CMD.	78
4.18 Resultados experimentais para as componentes dos eixos direto e em quadratura do fluxo do estator para o <i>teste 1</i> , para a estratégia de CDT com CMD (C2: 0.5 Wb/div; C3: 0.5 Wb/div; 10 ms/div).	78
4.19 Resultados experimentais da ω_r , do t_{em} e da i_{as} para o <i>teste 2</i> para a estratégia de CDT com CMD (C2: 5 Nm/div; C3: 0.2 Wb/div; C4: 5 A/div; 10s/div).	79
4.20 Resultado de simulação da velocidade ω_r para o <i>teste 3</i> para a estratégia de CDT com CMD.	79
4.21 Resultado experimental da velocidade ω_r para o <i>teste 3</i> para a estratégia de CDT com CMD (C2: 0.2 pu/div; C3: 0.2 pu/div; 2 s/div).	79
4.22 Resultados experimentais da ω_r , do t_{em} e da i_{as} para o <i>teste 4</i> para a estratégia de CDT com CMD (C2: 5 Nm/div; C3: 0.2 pu/div; C4: 5 A/div; 10s/div).	80
4.23 Resultados de simulação do torque t_{em} para o <i>teste 5</i> para a estratégia de CDT com CMD.	80
4.24 Resultados experimentais do torque t_{em} para o <i>teste 5</i> para a estratégia de CDT com CMD (C2: 5 Nm/div; C3: 5 Nm/div; 20 ms/div).	80
4.25 Resultados de simulação do $ \vec{\psi}_s $ e do t_{em} para uma variação na resistência elétrica do estator de 20%, na estratégia de CDT com CMD.	81
 A.1 Diagrama de blocos da bancada experimental.	99
A.2 Esquemático da placa de condicionamento de sinais.	102
A.3 Esquemático da placa de interface opto-acoplada entre o DSP e o inversor.	103
A.4 Foto da bancada experimental.	104
A.5 Foto das placas dos circuitos eletrônicos.	105

B.1	Inversor trifásico com carga em configuração estrela	108
B.2	Inversor trifásico simplificado com carga em configuração estrela	108
B.3	Vetor espacial \vec{U}_1	112
B.4	Vetores de chaveamento e vetores de tensão	113
B.5	Limiar para um sinal senoidal	113
B.6	Componentes do vetor de tensão \vec{U}^* no Setor I	114
B.7	Transformação de Coordenadas.	115

Lista de Tabelas

3.1	Base de regras para o cálculo de u_{ds}^* e u_{qs}^*	41
3.2	Base de regras para o cálculo de u_{ds}^* e u_{qs}^*	55
B.1	Vetores de chaveamento	108
B.2	Vetores espaciais de tensão	113

Listas de Acrônimos e Notação

CC	- Corrente contínua.
CDT	- Controle direto de torque.
CMD	- Controle por modos deslizantes.
DTC	- Controle direto de torque (<i>direct torque control</i>).
D-FOC	- Controle por orientação direta do campo (<i>direct field oriented control</i>).
FOC	- Controle por orientação de campo (<i>field oriented control</i>).
MIT	- Motor de indução trifásico.
MLP	- Modulação por largura de pulso.
MVE	- Modulação por vetores espaciais.
PI	- Controlador proporcional-integral.
PWM	- Modulação por largura de pulsos (<i>PWM - pulse width modulation</i>).
SMC	- Controle por modos deslizantes (<i>sliding Mode Control</i>).
ST-DTC	- Controle direto de torque com tabela de chaveamento.
T-S	- Takagi-Sugeno.
VSI	- Inversor fonte de tensão (<i>VSI - voltage source inverter</i>).

$i_{as}(t)$ - Corrente do estator na fase a.

$i_{bs}(t)$ - Corrente do estator na fase b.

$i_{cs}(t)$ - Corrente do estator na fase c.

- $i_{ar}(t)$ - Corrente do rotor na fase a.
- $i_{br}(t)$ - Corrente do rotor na fase b.
- $i_{cr}(t)$ - Corrente do rotor na fase c.
- \vec{i}_s - Vetor espacial da corrente do estator no referencial estacionário.
- \vec{i}'_r - Vetor espacial da corrente do rotor no referencial estacionário.
- \vec{i}_r - Vetor espacial da corrente do rotor no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor.
- $\vec{\psi}_s$ - Vetor espacial do fluxo concatenado do estator no referencial estacionário.
- $\vec{\psi}'_r$ - Vetor espacial do fluxo concatenado do rotor no referencial estacionário.
- $\vec{\psi}_r$ - Vetor espacial do fluxo concatenado do rotor no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor.
- $i_{\alpha s}$ - Corrente instantânea do estator no eixo direto no referencial estacionário.
- $i_{\beta s}$ - Corrente instantânea do estator no eixo em quadratura no referencial estacionário.
- $i_{\alpha r}$ - Corrente instantânea do rotor no eixo direto no referencial estacionário.
- $i_{\beta r}$ - Corrente instantânea do rotor no eixo em quadratura no referencial estacionário.
- i_{dr} - Corrente instantânea do rotor no eixo direto no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor.
- i_{qr} - Corrente instantânea do rotor no eixo em quadratura no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor.
- $\psi_{\alpha s}$ - Fluxo concatenado instantâneo do estator no eixo direto no referencial estacionário.
- $\psi_{\beta s}$ - Fluxo concatenado instantâneo do estator no eixo em quadratura no referencial estacionário.
- ψ_{dr} - Fluxo concatenado instantâneo do rotor no eixo direto no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor.

- ψ_{qr} - Fluxo concatenado instantâneo do rotor no eixo em quadratura no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor.
- $\psi_{\alpha r}$ - Fluxo concatenado instantâneo do rotor no eixo direto no referencial estacionário.
- $\psi_{\beta r}$ - Fluxo concatenado instantâneo do rotor no eixo em quadratura no referencial estacionário.
- \vec{u}_s - Vetor espacial da tensão do estator no referencial estacionário.
- \vec{u}_r - Vetor espacial da tensão do rotor no referencial estacionário.
- \vec{u}_r - Vetor espacial da tensão do rotor no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor.
- u_{as} - Tensão instantânea do estator na fase a.
- u_{bs} - Tensão instantânea do estator na fase b.
- u_{cs} - Tensão instantânea do estator na fase c.
- u_{ar} - Tensão instantânea do rotor na fase a.
- u_{br} - Tensão instantânea do rotor na fase b.
- u_{cr} - Tensão instantânea do rotor na fase c.
- $u_{\alpha s}$ - Tensão instantânea do estator no eixo direto no referencial estacionário.
- $u_{\beta s}$ - Tensão instantânea do estator no eixo em quadratura no referencial estacionário.
- $u_{\alpha r}$ - Tensão instantânea do rotor no eixo direto no referencial estacionário.
- $u_{\beta r}$ - Tensão instantânea do rotor no eixo em quadratura no referencial estacionário.
- u_{dr} - Tensão instantânea do rotor no eixo direto no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor.
- u_{qr} - Tensão instantânea do rotor no eixo em quadratura no sistema de referência orientado pelo fluxo 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.
- ω_s - Velocidade angular síncrona (rad/s).
- ω_{sm} - Velocidade angular síncrona mecânica (rad/s).
- ω_r - Velocidade angular do rotor (rad/s).
- θ_r - Ângulo do rotor no referencial estacionário.
- t_{em} - Torque eletromagnético.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Organização do Trabalho	2
2	Revisão bibliográfica e fundamentos teóricos	5
2.1	Introdução	5
2.2	Revisão bibliográfica	5
2.3	Equações dinâmicas do motor de indução trifásico	10
2.3.1	Torque eletromagnético da máquinas de indução trifásica	12
2.4	Controle por orientação direta do campo	13
2.5	Controle direto de torque	17
2.5.1	Malha de controle do torque eletromagnético	20
2.5.2	Malha de controle do fluxo	22
2.5.3	Controle direto de torque orientado pelo fluxo do estator	23
2.5.4	Controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga	25
2.6	Proposta da tese	28
3	Controle vetorial com o controlador fuzzy Takagi-Sugeno	29
3.1	Introdução	29
3.2	Controladores fuzzy tipo Takagi-Sugeno	29
3.2.1	Lógica fuzzy	30

3.2.2	Estrutura do controlador fuzzy tipo Takagi-Sugeno	33
3.3	Controle por orientação direta do campo com o controlador fuzzy Takagi-Sugeno	36
3.3.1	Cálculo do vetor espacial da tensão do estator	37
3.3.2	Estimação do fluxo do rotor	37
3.3.3	Transformação de coordenadas $d - q \leftrightarrow \alpha - \beta$	40
3.3.4	Controlador de corrente fuzzy Takagi-Sugeno	41
3.3.5	Resultados de simulação e experimentais	44
3.4	Controle direto de torque fuzzy Takagi-Sugeno	49
3.4.1	Cálculo do vetor espacial da tensão do estator	51
3.4.2	Estimação do fluxo do estator e do torque eletromagnético	51
3.4.3	Controlador de fluxo e de torque fuzzy Takagi-Sugeno	52
3.4.4	Resultados da simulação e dos experimentos	56
3.4.5	Vantagens da estratégia de controle proposta	60
4	Controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga com controle por modos deslizantes	63
4.1	Introdução	63
4.2	Controle por modos deslizantes	64
4.3	Controle direto de torque baseado no ângulo de carga com o controle por modos deslizantes	69
4.3.1	Cálculo do fluxo do estator de referência	70
4.3.2	Controladores por modos deslizantes para o fluxo e o torque	71
4.4	Resultados experimentais	75
4.4.1	Vantagens e desvantagens	81
5	Conclusões	83
5.1	Trabalhos futuros	85
Bibliografia		86

Publicações durante o doutorado	93
A Bancada experimental	99
A.1 Motor de indução trifásico	100
A.2 Freio magnético	100
A.3 Inversor trifásico	101
A.4 Processador digital de sinais	101
A.5 Circuito eletrônico de aquisição e condicionamento de sinais	101
A.6 Fotos da bancada experimental	104
B Teoria complementar	107
B.1 Inversor de dois níveis com modulação por vetores espaciais	107
B.2 Transformação de coordenadas $ABC - \alpha\beta$	115

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 elétrica. Dentro desse setor, no qual há maior demanda de energia elétrica, os motores são responsáveis por aproximadamente 55% deste consumo¹.

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 industriais utilizam este tipo de motor (Siemens 2003).

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

A maioria dos motores de indução trifásicos são ligados diretamente na rede elétrica sem qualquer controle. Entretanto, a utilização de conversores eletrônicos para o acionamento do MIT em velocidade variável está em contínuo crescimento, enquanto que, a utilização dos acionamentos em CC estão sendo reduzidos. No entanto, o controle dos motores de indução requer técnicas de controle sofisticadas em aplicações que necessitam de sistemas de acionamento de alto desempenho.

¹Weg Notícias, "Oportunidades em Eficiência Energética". Publicado em 10 de março de 2009 <http://www.weg.net/br/Media-Center/Noticias/Geral/Oportunidades-em-Eficiencia-Energetica> (acessado em 20 de março de 2013)

As principais dificuldades no controle do MIT estão relacionadas à necessidade de fornecer uma tensão de frequência variável, a não-linearidade e a complexidade do modelo dinâmico do MIT, acompanhada pela incerteza dos seus parâmetros.

Diversas estratégias de controle do MIT foram propostas na literatura porque seu controle é relativamente complexo devido fundamentalmente ao acoplamento existente entre o torque eletromagnético e o fluxo do estator.

Este trabalho procura mostrar, a partir de duas estratégias de controle a maneira de resolver alguns problemas sobre controle de motores de indução como o controle do torque eletromagnético com uma ondulação reduzida e o controle do torque eletromagnético em baixas velocidades. Para isso foram estudadas duas estratégias de controle vetorial, baseados em controladores fuzzy e por modos deslizantes.

1.1 Organização do Trabalho

No capítulo 2 são apresentados: 1) a revisão bibliográfica das diversas estratégias de controle vetorial propostas na literatura científica, 2) o modelo matemático dinâmico do motor de indução trifásico e, 3) a fundamentação teórica das estratégias de controle por orientação de campo e de controle direto de torque para motores de indução trifásicos. Essas estratégias de controle vetorial serão utilizadas como base para o projeto e aplicação dos controladores fuzzy Takagi-Sugeno e do controle por modos deslizantes propostos.

No capítulo 3 inicialmente é descrita a fundamentação teórica dos controladores fuzzy e, em seguida, é apresentada a estratégia de controle por orientação direta do campo com o controlador fuzzy Takagi-Sugeno proposto e será detalhado o projeto deste controlador fuzzy. Nesse capítulo também é apresentado a estratégia de controle direto de torque com o controlador fuzzy Takagi-Sugeno proposto. Resultados de simulação e obtidos em bancada experimental são apresentados para validar as propostas.

No capítulo 4 é descrita a fundamentação teórica do controle por modos deslizantes e, em seguida, é apresentada a estratégia de controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga com os controladores por modos deslizantes propostos. São descritos também, os detalhes

do projeto do controle por modos deslizantes. Por final, são apresentados os resultados dos ensaios experimentais obtidos durante a realização dos testes.

No capítulo 5, são apresentados as conclusões e propostas para trabalhos futuros.

No apêndice A é apresentado o diagrama de blocos simplificado da bancada experimental montada no laboratório de eletrônica de potencia (LEPO) da FEEC/UNICAMP, assim como os diagramas esquemáticos de alguns circuitos eletrônicos empregados para a aquisição e condicionamento de sinais e da placa de interface entre a etapa de controle e de potência. São apresentadas também algumas fotos da bancada montada no LEPO.

No apêndice B é descrita de forma detalhada a modulação por vetores espaciais (MVE) para o inversor de dois níveis trifásico empregado na bancada experimental. A MVE foi utilizada em todas as estratégias de controle propostas neste trabalho com a finalidade de diminuir a ondulação do torque e a distorção harmônica total da corrente elétrica do motor.

Capítulo 2

Revisão bibliográfica e fundamentos teóricos

2.1 Introdução

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica das estratégias de controle vetorial para o MIT. Assim também são descritos os fundamentos teóricos do modelo matemático dinâmico do MIT, do controle por orientação direta do campo e do controle direto de torque.

Os sistemas de coordenadas utilizados neste capítulo são: o sistema de referência estacionário $\alpha-\beta$, e o sistema de referência $d - q$ orientado pelo fluxo do rotor ou do estator, dependendo da orientação que será utilizada em cada estratégia.

2.2 Revisão bibliográfica

Nas últimas décadas, pesquisadores têm trabalhado no desenvolvimento de sistemas de acionamento de corrente alternada para controlar a velocidade e o torque eletromagnético dos motores de indução trifásicos. Isto se deve, principalmente, pelo fato do motor de indução ser robusto e ter custo reduzido para a indústria. O projeto adequado dos sistemas de acionamento para os motores de indução, usando estratégias de controle vetorial, transforma a característica não linear torque-velocidade do motor de indução numa característica constante torque-velocidade similar à dos motores de corrente contínua.

Um método que tem sido bastante usado para os sistemas de acionamento de alto desem-

penho dos MIT, é o controle por orientação de campo (*FOC-Field Oriented Control*) (Blaschke 1972). A estratégia FOC direto orientado pelo fluxo do rotor permite o desacoplamento das correntes elétricas que controlam o fluxo e o torque eletromagnético, produzindo componentes que controlam independentemente o torque do motor e mantém constante o fluxo do estator que permitem um controle preciso e rápido do MIT.

A lógica fuzzy, aliada ao controle por orientação de campo, oferece uma técnica alternativa para o acionamento de alto desempenho do MIT, baseando as decisões de controle nos conhecimentos dos especialistas. Os controladores fuzzy têm provado ser uma ferramenta poderosa na área de eletrônica de potência e controle de máquinas elétricas como visto em muitos artigos da literatura científica como, por exemplo, Lima et al. (2012) que propôs um estimador adaptativo fuzzy aplicado ao controle de velocidade do sistema sem sensores para o MIT e (Suetake et al. 2010) que propôs um sistema fuzzy baseado no processador digital de sinais (PDS) para o controle escalar do motor de indução. Assim também, em (Chitra & Prabhakar 2006) e (Heber et al. 1997), um controlador fuzzy foi implementado para o controle da velocidade do MIT utilizando a estratégia FOC. Esses controladores conseguem controlar o MIT com alto desempenho dinâmico.

Em (Hakju et al. 2001), foi proposto um controlador de velocidade fuzzy que é comparado com o regulador convencional PI, mostrando que esse controlador tem um desempenho superior em diferentes condições de operação. Similarmente, em (Badr et al. 2010), foi proposto um controlador fuzzy de velocidade, porém esse controlador é aplicado à estratégia FOC indireto¹. Esse controlador foi comparado com duas estratégias de controle de velocidade: controle de velocidade escalar e o controle FOC indireto convencional, mostrando sua superioridade. Em (Mechernene et al. 2010), um controlador neuro-fuzzy para controlar a velocidade do MIT foi proposto, assegurando assim um excelente desempenho, porém esse método é também aplicado à estratégia FOC indireto.

Em (Radwan et al. 2004), foi proposto um controlador fuzzy com um menor custo computacional com o objetivo de facilitar sua implementação em tempo real. Neste caso os parâmetros do

¹Na estratégia de controle por orientação de campo direto o ângulo do fluxo do rotor é calculado por um estimador ou observador. Enquanto que, no controle por orientação de campo indireto o ângulo do fluxo do rotor é obtido a partir das referências das componentes das correntes do estator (Zelechowski 2005).

controlador fuzzy foram ajustados utilizando algoritmos genéticos resultando num controlador robusto para aplicações industriais de alto desempenho, e em (Douiri et al. 2012) também foram utilizados algoritmos genéticos para otimizar o projeto do controlador de velocidade fuzzy na estratégia FOC indireto. Além disso, outros controladores de velocidade fuzzy autorganizáveis e baseados no modelo de referência foram apresentados em (Ashraezadeh et al. 1995) e (Cerruto et al. 1997), respectivamente.

Em (Profumo et al. 1998), a efetividade do controlador fuzzy autoajustado, na malha de controle da corrente, foi pesquisada. Os resultados experimentais mostraram que esse controlador teve um melhor desempenho em comparação com o regulador de corrente PI. No entanto, esse controlador tem vários coeficientes para serem ajustados.

A maioria dos artigos citados anteriormente e de muitos outros que apareceram na literatura científica tratam especificamente do controle da velocidade do MIT, mesmo quando o controle de corrente cumpre uma função importante dentro da estratégia FOC.

Na década de oitenta em (Takahashi & Noguchi 1986) e (Depenbrock 1988) foi proposta uma nova estratégia para o controle do MIT na qual a transformação de coordenadas e os reguladores PI, utilizados no controle por orientação de campo (Blaschke 1972), foram substituídas por controladores de histerese. Essa estratégia de controle, denominada controle direto de torque (CDT), desde sua aparição, tem sido alvo de constante desenvolvimento. Nessa estratégia o torque eletromagnético apresenta oscilações em regime permanente. Entretanto, uma abordagem alternativa para reduzir as ondulações do torque é baseado na modulação por vetores espaciais (MVE) (Habetler et al. 1992, Kang & Sul 1999).

Atualmente, diversos pesquisadores continuam estudando e propondo estratégias de CDT com o objetivo de melhorar seu desempenho ou até mesmo propondo novas estratégias para controlar os motores de indução, como reportado em (Shyu et al. 2010, Zhang et al. 2010, Zaid et al. 2010, Metidji et al. 2012).

A lógica fuzzy tem provado ser bastante eficiente no controle de motores utilizando a estratégia de controle direto de torque, por exemplo, em (Abu-Rub et al. 2004), o controlador PI e o controlador fuzzy foram usados para controlar o ângulo de carga, simplificando assim

o sistema de acionamento do MIT. Em (Chen et al. 2005), o controlador fuzzy foi usado para obter dinamicamente o vetor de referência da tensão do estator em função do erro do torque, do erro do fluxo do estator e de seu ângulo. Nesse caso, as ondulações do torque e do fluxo diminuem. Em (Koutsogiannis et al. 2007) foi implementado o controlador de velocidade fuzzy PI na estratégia de CDT com MVE, obtendo-se uma boa resposta para um amplo intervalo de velocidades do MIT.

Diferentes tipos de controladores fuzzy adaptativos tais como controladores autoajustáveis e autorganizáveis foram desenvolvidos e implementados em (Maeda & Murakami 1992, He et al. 1993, Park et al. 1995, Azcue P. & Ruppert 2010). Em (Mudi & Pal 1999) usou-se o controlador fuzzy tipo PI autoajustável para controlar sistemas lineares de segunda ordem e marginalmente estáveis. Esse método requer três fatores de escala e, a análise de desempenho desse controlador é comparada com o controlador PI e seus resultados motivaram o uso da lógica fuzzy no controlador proposto. Em (Mannan et al. 2006) apresentou-se um controlador PI autoajustável baseado na teoria da lógica fuzzy no qual os ganhos do controlador PI são ajustados através do controlador fuzzy. Esse controlador é usado no controle vetorial do MIT.

Em (Ding et al. 2007, Jiang et al. 2008, Lin & Xu 2010) foram propostos sistemas fuzzy cujas saídas são um número específico de vetores de tensão, similares ao CDT clássico (Takahashi & Noguchi 1986). Por outro lado, em (Viola et al. 2006) foi proposto um sistema de inferência fuzzy para modular o vetor de tensão do estator aplicado ao MIT, porém este controlador precisa da corrente do estator como uma entrada adicional.

Em (Pan & Zhang 2009) dois controladores fuzzy foram utilizados para gerar as duas componentes do vetor da tensão do estator, esses controladores substituem dois reguladores PI. Assim também, em (Cao et al. 2009) foram projetados controladores fuzzy para substituir os reguladores PI de torque e de fluxo, porém essa estratégia utiliza dois controladores fuzzy independentes, um para o controle do fluxo e o outro para o controle do torque.

Em (Buja & Kazmierkowski 2004) foram analisadas diversas estratégias de controle vetorial entre os quais, para implementação foi escolhida a estratégia de controle direto de torque orientada pelo fluxo do estator. Isto ocorre porque esta estratégia possui duas malhas de controle

separadas, uma para o fluxo e outra para o torque. Cada malha de controle tem um regulador PI. Esta estratégia foi utilizada como base para algumas estratégias que empregam controladores de lógica fuzzy (Pan & Zhang 2009, Cao et al. 2009).

Uma outra estratégia de controle direto de torque, que é baseada no controle do ângulo de carga, foi proposta em (Rodriguez et al. 2004). No entanto esta estratégia apresentou um erro de regime permanente no módulo do fluxo do estator quando foi reproduzido experimentalmente aqui neste trabalho.

Em (Stojic & Vukosavic 2005) foi proposta uma estratégia de CDT baseada no método de aceleração do vetor fluxo. Esta estratégia utiliza um controlador proporcional para o erro do fluxo e utiliza o método de injeção direta para compensar a queda de tensão na resistência elétrica do estator, e a força contra-eletromotriz. Nesta estratégia utiliza-se a referência do fluxo do rotor, o torque eletromagnético e a velocidade síncrona do sistema de referência orientada pelo fluxo do rotor para calcular a referência do fluxo do estator.

Em (Miranda et al. 2006) foi proposto um CDT baseado no controle do ângulo de carga, porém este controlador foi implementado no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor e o ângulo para o cálculo do fluxo do estator de referência é obtido a partir do erro da velocidade.

Em (Kumar & Rao 2010) e (Vinay Kumar & Srinivasa Rao 2011) foi proposto também uma estratégia de CDT baseado no controle do ângulo de carga. No entanto, nessa estratégia é injetada diretamente o valor da queda de tensão na resistência elétrica do estator para compensar o erro gerado pela queda de tensão nessa resistência elétrica, porém essa estratégia é susceptível à variação da resistência elétrica do estator.

Em (Lascau et al. 2004) foi proposto um controle por modos deslizantes para a estratégia de CDT orientado pelo fluxo do estator. Esse controlador produziu uma redução considerável na ondulação do torque quando comparado com a estratégia de CDT convencional (Takahashi & Noguchi 1986). O bom desempenho dessa proposta motivou o uso do controle por modos deslizantes (CMD) na estratégia de CDT baseado no controle do ângulo de carga.

Em (Abdellatif Reama & Cela 2011) foi proposto uma estratégia de controle de velocidade e do fluxo do rotor utilizando controladores por modos deslizantes. Este controlador tem uma

estrutura em cascata que apresentou um bom desempenho e insensibilidade paramétrica. A estratégia na qual foi aplicada este controlador é o FOC indireto.

2.3 Equações dinâmicas do motor de indução trifásico

O modelo matemático dinâmico do motor de indução deve incorporar todos os efeitos dinâmicos do motor de indução tanto na operação em regime permanente como no regime transitório. Isso possibilita o projeto adequado dos controladores e realizações de simulações condizentes com os ensaios experimentais. A validade do modelo é demonstrada através de variações de tensões e de correntes instantâneas em qualquer tempo arbitrário e com capacidade de descrever seu funcionamento sob diversas condições de operação.

A teoria de vetores espaciais é usada na teoria da transformação de coordenadas de motores de indução trifásicos, porém com a vantagem de sua simplicidade e sua facilidade para a análise. Neste capítulo utiliza-se os vetores espaciais para representar as equações dinâmicas do MIT. Por simplicidade considera-se que o MIT tem enrolamento trifásico simétrico e pólos lisos. Considera-se que a permeabilidade magnética do aço é infinita e a densidade do fluxo é radial no entreferro. Além disso, o efeito das ranhuras, o efeito das perdas no aço e o efeito de borda são desprezados.

Para modelar o MIT, inicialmente definem-se os vetores espaciais da corrente do estator, do fluxo concatenado do estator e da tensão do estator, representados no sistema de referência estacionário como em (Vas 1998),

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} [i_{as}(t) + i_{bs}(t) \cdot \bar{a} + i_{cs}(t) \cdot \bar{a}^2] = i_{\alpha s} + j i_{\beta s} \quad (2.1)$$

$$\vec{\psi}_s = \frac{2}{3} [\psi_{as}(t) + \psi_{bs}(t) \cdot \bar{a} + \psi_{cs}(t) \cdot \bar{a}^2] = \psi_{\alpha s} + j \psi_{\beta s} \quad (2.2)$$

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} [u_{as}(t) + u_{bs}(t) \cdot \bar{a} + u_{cs}(t) \cdot \bar{a}^2] = u_{\alpha s} + j u_{\beta s} \quad (2.3)$$

Similarmente, define-se o vetor espacial da corrente do rotor, do fluxo concatenado do rotor e da tensão do rotor, representados no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor como

em (Vas 1998):

$$\vec{i}_r = \frac{2}{3} [i_{ar}(t) + i_{br}(t) \cdot \bar{a} + i_{cr}(t) \cdot \bar{a}^2] = i_{dr} + j i_{qr} \quad (2.4)$$

$$\vec{\psi}_r = \frac{2}{3} [\psi_{ar}(t) + \psi_{br}(t) \cdot \bar{a} + \psi_{cr}(t) \cdot \bar{a}^2] = \psi_{dr} + j \psi_{qr} \quad (2.5)$$

$$\vec{u}_r = \frac{2}{3} [u_{ar}(t) + u_{br}(t) \cdot \bar{a} + u_{cr}(t) \cdot \bar{a}^2] = u_{dr} + j u_{qr} \quad (2.6)$$

Sendo que $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$ e $\bar{a}^2 = e^{j4\pi/3}$ são operadores espaciais. As equações (2.4), (2.5) e (2.6) podem ser expressas também no sistema de referência estacionário $\alpha - \beta$, como em (Vas 1998):

$$\vec{i}'_r = \vec{i}_r e^{j\delta_r} = i_{\alpha r} + j i_{\beta r} \quad (2.7)$$

$$\vec{\psi}'_r = \vec{\psi}_r e^{j\delta_r} = L_r \vec{i}'_r + L_m \vec{i}_s = L_r \vec{i}_r e^{j\delta_r} + L_m \vec{i}_s = \psi_{\alpha r} + j \psi_{\beta r} \quad (2.8)$$

$$\vec{u}'_r = \vec{u}_r e^{j\delta_r} = u_{\alpha r} + j u_{\beta r} \quad (2.9)$$

Das equações (2.7) a (2.9) conclui-se que para transformar as variáveis que estão no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor para o sistema de referência estacionário basta multiplicar a variável sob transformação por $e^{j\delta_r}$, sendo δ_r o ângulo do fluxo do rotor.

Uma vez que foram definidos os vetores espaciais das tensões, das correntes e dos fluxos concatenados pode-se definir as equações matemáticas que regem o comportamento dinâmico do MIT. Essas equações mostram a relação existente entre os fluxos concatenados e as correntes e tensões tanto no estator como no rotor. As equações diferenciais das tensões do estator e do rotor do MIT, representadas no sistema de referência estacionário, são (Vas 1998):

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (2.10)$$

$$\vec{u}_r = R_r \vec{i}'_r + \frac{d\vec{\psi}'_r}{dt} - j\omega_r \vec{\psi}'_r \quad (2.11)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}'_r \quad (2.12)$$

$$\vec{\psi}'_r = L_r \vec{i}'_r + L_m \vec{i}_s \quad (2.13)$$

sendo que R_s e R_r são respectivamente as resistências elétricas dos enrolamentos de fase

do estator e do rotor, L_s , L_r e L_m são as indutâncias do estator, do rotor e de magnetização, respectivamente e, ω_r é a velocidade angular instantânea do rotor. A forma compacta dessas equações fazem com que a sua aplicação seja extremamente conveniente. O primeiro termo das equações (2.10) e (2.11) representa a queda de tensão nas resistências elétricas dos enrolamentos do estator e do rotor respectivamente e, o termo $-j\omega_r \vec{\psi}_r'$, representa a força eletromotriz rotacional produzida pela rotação do rotor.

Nas equações (2.10) e (2.11) estão presentes os vetores espaciais dos fluxos concatenados do estator e do rotor respectivamente, as mesmas que estão representadas nas equações (2.12) e (2.13) em função das indutâncias e das correntes do estator e do rotor do MIT.

2.3.1 Torque eletromagnético da máquinas de indução trifásica

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

$$t_{em} = c \vec{\psi}_s \times \vec{i}_r' \quad (2.14)$$

Nessas equações são feitas as seguintes considerações: condições magnéticas lineares (sem saturação), c é constante e $\vec{\psi}_s$ e \vec{i}_r' são os vetores espaciais do fluxo concatenado com o enrolamento do estator e da corrente do rotor, ambos expressas no sistema de referência estacionário. Utilizando a definição de produto vetorial, pode-se escrever para o valor do torque eletromagnético do motor de indução

$$t_{em} = c |\vec{\psi}_s| |\vec{i}_r'| \sin(\gamma) \quad (2.15)$$

sendo que γ é o ângulo de carga e é o ângulo entre os vetores $\vec{\psi}_s$ e \vec{i}_r' , $|\vec{\psi}_s|$ 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. O torque eletromagnético pode ser

calculado também através das seguintes expressões:

$$t_{em} = \frac{3}{2}P \frac{L_m}{L_r L_s \sigma} \vec{\psi}_r \times \vec{\psi}_s \quad (2.16)$$

$$t_{em} = \frac{3}{2}P \frac{L_m}{L_r L_s \sigma} |\vec{\psi}_r| |\vec{\psi}_s| \sin(\rho) \quad (2.17)$$

$$t_{em} = \frac{3P}{2} \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (2.18)$$

$$t_{em} = \frac{3}{2}P \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r \times \vec{i}_s \quad (2.19)$$

$$t_{em} = \frac{3}{2}P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{\alpha r} i_{\beta s} - \psi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (2.20)$$

sendo que ρ é o ângulo de carga existente entre o vetores espaciais do fluxo do estator e do rotor, $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ é o fator de dispersão e P é o número de pares de pólos. 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 o MIT, devido ao acoplamento existente entre as variáveis que controlam o fluxo e a corrente, para se conseguir um desempenho similar ao do motor CC precisa-se utilizar estratégias de controle sofisticadas como o controle por orientação de campo (FOC) e o controle direto de torque (CDT) que serão estudadas ao longo deste trabalho.

2.4 Controle por orientação direta do campo

O controle por orientação de campo é baseado na analogia feita para o motor CC de excitação separada. Nesse motor o torque e o fluxo podem ser controlados separadamente (Novotny & Lipo 1996).

O controle independente do torque e fluxo no MIT é possível quando o sistema de referência está orientado com o fluxo do rotor. O sistema de coordenadas síncrono $d - q$ gira com a velocidade angular igual à velocidade de rotação do vetor fluxo do rotor, definida por:

$$\omega_1 = \frac{d\delta_r}{dt} \quad (2.21)$$

o sistema de referência é mostrado na figura 2.1

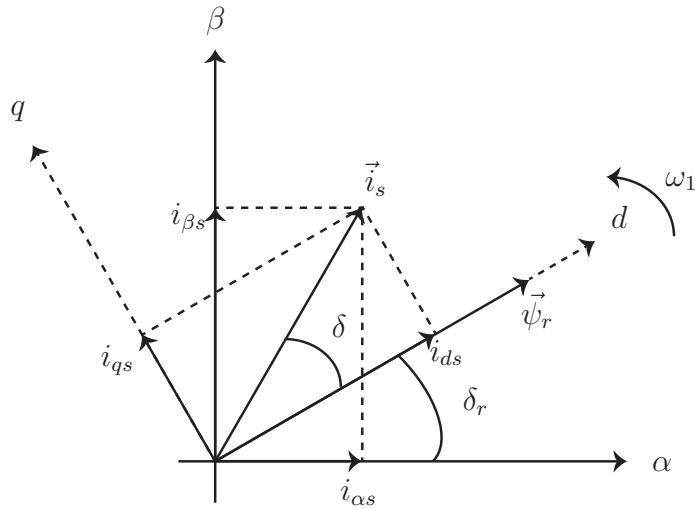


Figura 2.1: Diagrama vetorial no sistema de referência estacionário e síncrono.

O vetor espacial da tensão, da corrente e do fluxo podem ser expressadas em função de suas componentes como:

$$\vec{u}_s = u_{d\alpha} + j u_{q\alpha} \quad (2.22)$$

$$\vec{i}_s = i_{d\alpha} + j i_{q\alpha} \quad (2.23)$$

$$\vec{i}_r = i_{dr} + j i_{qr} \quad (2.24)$$

$$\vec{\psi}_s = \psi_{d\alpha} + j \psi_{q\alpha} \quad (2.25)$$

$$\vec{\psi}_r = \psi_{dr} + j \psi_{qr} \quad (2.26)$$

No sistema de referência $d - q$ as equações do modelo do motor de indução podem ser

reescritas como:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_1 \psi_{qs} \quad (2.27)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_1 \psi_{ds} \quad (2.28)$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_r}{dt} \quad (2.29)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \psi_r (\omega_1 - P\omega_m) \quad (2.30)$$

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.31)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.32)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.33)$$

$$0 = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.34)$$

$$t_{em} = -\frac{3}{2} P \vec{i}_s \times \vec{\psi}_r \quad (2.35)$$

ω_m é a velocidade angular mecânica do rotor. Substituindo a equação (2.33) na equação (2.29) e, considerando que para o sistema de referência $d - q$ tem-se $\psi_{dr} = \psi_r$, obtém-se:

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \psi_r \quad (2.36)$$

Que também pode ser expresso como:

$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{ds} \quad (2.37)$$

Sendo que s é o operador de Laplace e $T_r = L_r/R_r$. Em regime permanente ψ_r é expresso por

$$\psi_r = L_m i_{ds} \quad (2.38)$$

Da equação (2.38) pode-se concluir que o valor do fluxo do rotor é diretamente proporcional à componente de eixo direto da corrente de estator.

Como $\psi_{qr} = 0$ e considerando a equação (2.38), o torque apresentado na equação (2.35)

torna-se

$$t_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{qs} \quad (2.39)$$

As equações (2.37) e (2.38) mostram que a componente i_{ds} da corrente do estator pode ser utilizada para controlar o fluxo do rotor ψ_r . Se o fluxo do rotor pode ser mantido constante controlando i_{ds} , então a componente i_{qs} é a variável de controle para o torque eletromagnético t_{em} como mostrado na equação (2.39) (Quang & Dittrich 2008).

Assim, a dinâmica mecânica do motor de indução é definida por:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} [P \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{qs} - T_L] \quad (2.40)$$

Sendo que J representa o momento de inércia do rotor somado ao momento de inércia da carga e T_L é o torque de carga.

A característica principal do controle por orientação de campo é a transformação de coordenadas com o emprego da posição espacial do fluxo de rotor. Dessa forma, consegue-se o desacoplamento entre o fluxo e o torque eletromagnético. Assim, as correntes $i_{\alpha s}$ e $i_{\beta s}$ são transformados para o sistema de referência síncrono $d - q$. As correntes i_{ds} e i_{qs} serão comparadas com suas correspondentes correntes de referência i_{ds}^* e i_{qs}^* como se ilustra na figura 2.2. Observa-se que o ângulo δ_r permite realizar as transformações de coordenadas. Dependendo de como é calculado o ângulo δ_r , dois diferentes métodos de controle por orientação de campo podem ser definidos. Esses métodos são o controle por orientação direta do campo (FOC direto) e o controle por orientação indireta do campo (FOC indireto). Neste trabalho unicamente será utilizada a estratégia de orientação direta do campo para a aplicação do controlador fuzzy T-S proposto.

No método FOC direto a posição espacial do fluxo do rotor δ_r é calculada através de estimadores baseados nas equações do MIT.

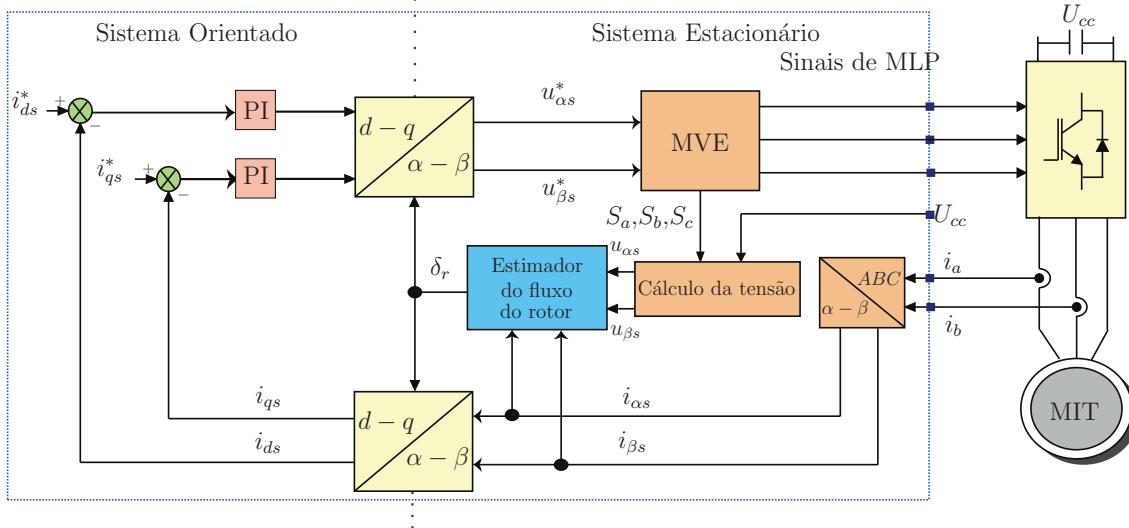


Figura 2.2: Diagrama de blocos do controle por orientação direta do campo.

2.5 Controle direto de torque

No controle direto de torque (CDT) do motor de indução trifásico, alimentado por um inversor de tensão de dois níveis, é possível controlar diretamente o vetor espacial do fluxo concatenado do estator e o torque eletromagnético desenvolvido através da seleção apropriada dos vetores de chaveamento, previamente configurados 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 CDT permite que as respostas de torque eletromagnético sejam rápidas.

No motor de indução trifásico, 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.

$$t_{em} = \frac{3}{2} P \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (2.41)$$

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 (2.41), ambos vetores espaciais estão representados no sistema de referência estacionário.

Considerando que $\vec{\psi}_s = |\vec{\psi}_s| e^{j\rho_s}$ e $\vec{i}_s = |\vec{i}_s| e^{j\delta_s}$, no qual ρ_s e δ_s são os ângulos dos vetores

espaciais do fluxo concatenado com o enrolamento do estator e da corrente do estator em relação ao eixo real do sistema de referência estacionário (figura 2.3), pode-se escrever a partir da equação (2.41).

$$t_{em} = \frac{3}{2}P \left| \vec{\psi}_s \right| \left| \vec{i}_s \right| \sin(\delta_s - \rho_s) = \frac{3}{2}P \left| \vec{\psi}_s \right| \left| \vec{i}_s \right| \sin(\delta) \quad (2.42)$$

$\delta = \delta_s - \rho_s$ é o ângulo entre os vetores espaciais do fluxo concatenado e da corrente do estator.

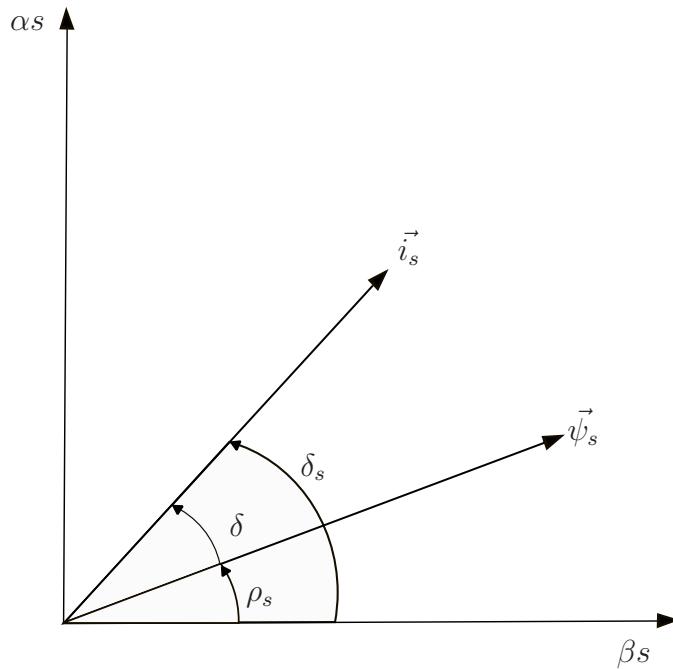


Figura 2.3: Vetor espacial do fluxo concatenado e da corrente do estator.

Se for aplicada uma tensão apropriada no estator de tal forma que o fluxo do estator seja mantido constante e a mesma tensão conseguir uma mudança rápida no ângulo ρ_s , então o torque eletromagnético também mudaria rapidamente. Se o ângulo aumentar será produzido um torque eletromagnético positivo, enquanto que, se o ângulo diminuir se produzirá uma redução no torque eletromagnético. Portanto, 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.

Será deduzida que a taxa de mudança do torque eletromagnético está diretamente relacionado

à taxa de mudança do ângulo de carga, quando for aplicado um degrau no ângulo ρ_s no tempo $t = 0$.

Em primeiro lugar, determina-se o vetor espacial da corrente do rotor em função do vetor espacial do fluxo do estator. Na equação (2.12), tem-se que:

$$\vec{i}_r' = \frac{1}{L_m} \left(\vec{\psi}_s - L_s \vec{i}_s \right) \quad (2.43)$$

Substituindo a equação (2.43) em (2.13) obtém-se o vetor espacial do fluxo concatenado do rotor em função do vetor espacial do fluxo concatenado do estator, então:

$$\begin{aligned} \vec{\psi}'_r &= L_r \left(\frac{\vec{\psi}_s - L_s \vec{i}_s}{L_m} \right) + L_m \vec{i}_s \\ &= \frac{L_r}{L_m} \vec{\psi}_s - \left(\frac{L_s L_r}{L_m} - L_m \right) \vec{i}_s \\ &= \frac{L_r}{L_m} \left[\vec{\psi}_s - \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \vec{i}_s \right] \\ &= \frac{L_r}{L_m} \left[\vec{\psi}_s - L'_s \vec{i}_s \right] \end{aligned} \quad (2.44)$$

sendo que $L'_s = L_s - (L_m^2/L_r)$. Por outro lado ao substituir as equações (2.43) e (2.44) na equação (2.11), considerando que $\vec{u}'_r = 0$ para o caso do motor de indução gaiola de esquilo, tem-se a representação do vetor espacial da corrente do estator \vec{i}_s em função de $\vec{\psi}_s$. Quando esse vetor \vec{i}_s é substituído na equação (2.41) tem-se uma relação direta entre torque eletromagnético e o vetor espacial do fluxo do estator (Vas 1998). Então, considerando que o módulo do vetor espacial do fluxo concatenado do estator é constante ($|\vec{\psi}_s| = c_1$), tem-se 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 mantido constante a taxa de mudança do incremento do torque eletromagnético é quase proporcional à taxa de mudança do ângulo ρ_s . Assim, forçando uma grande mudança em $d\rho_s/dt$ obtém-se um tempo de resposta rápido no torque eletromagnético.

2.5.1 Malha de controle do torque eletromagnético

O torque eletromagnético instantâneo pode ser expresso em função dos vetores espaciais do fluxo concatenado do estator e do rotor, facilitando o entendimento do processo envolvido no controle direto de torque. Da equação (2.13) calcula-se \vec{i}'_r :

$$\vec{i}'_r = \frac{1}{L_r} [\vec{\psi}'_r - L_m \vec{i}_s] \quad (2.45)$$

Substituindo a equação (2.45) em (2.12), tem-se que:

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_s &= L_s \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} [\vec{\psi}'_r - L_m \vec{i}_s] \\ \vec{\psi}_s &= (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}'_r \\ \vec{\psi}_s &= L'_s \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}'_r \\ \vec{i}_s &= \frac{\vec{\psi}_s}{L'_s} - \frac{L_m}{L'_s L_r} \vec{\psi}'_r \end{aligned} \quad (2.46)$$

$L'_s = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})$ e, substituindo a equação (2.46) na equação (2.41), pode se obter o torque eletromagnético em função dos vetores espaciais do fluxo concatenado do estator e do rotor.

$$\begin{aligned} t_{em} &= \frac{3}{2} P \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \\ &= \frac{3}{2} P \vec{\psi}_s \times \left(\frac{\vec{\psi}_s}{L'_s} - \frac{L_m}{L'_s L_r} \vec{\psi}'_r \right) \\ &= \frac{3}{2} P \left(-\vec{\psi}_s \times \frac{L_m}{L'_s L_r} \vec{\psi}'_r \right) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} \left(-\vec{\psi}_s \times \vec{\psi}'_r \right) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} \vec{\psi}'_r \times \vec{\psi}_s \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} \left| \vec{\psi}'_r \right| \left| \vec{\psi}_s \right| \sin(\rho_s - \rho_r) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} \left| \vec{\psi}'_r \right| \left| \vec{\psi}_s \right| \sin(\gamma) \end{aligned} \quad (2.47)$$

Na equação (2.47), $\gamma = (\rho_s - \rho_r)$ é o ângulo entre os vetores espaciais do fluxo concatenado do

estator e do rotor. Sendo que, ρ_s e ρ_r são os ângulos dos vetores espaciais do fluxo concatenado do estator e do rotor em relação ao eixo real do sistema de referência estacionário, respectivamente. A figura 2.4 apresenta um diagrama com os vetores espaciais da corrente e fluxo do estator e do fluxo do rotor.

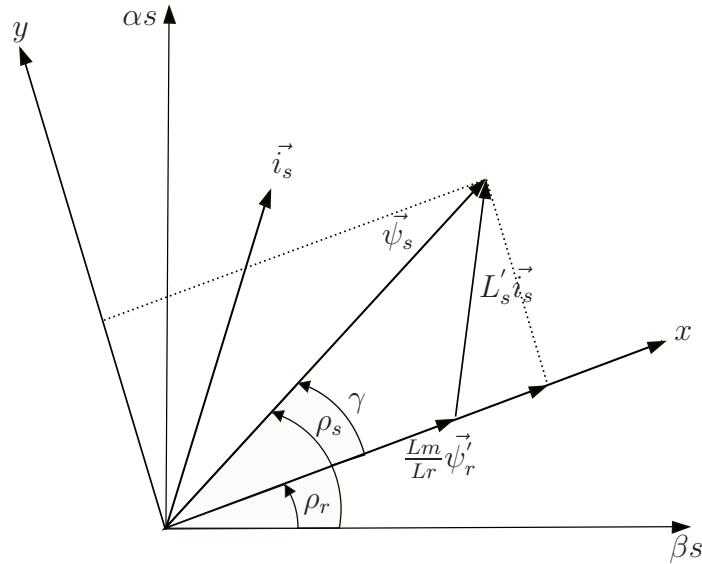


Figura 2.4: Vetores espaciais da corrente do estator, do fluxo concatenado do estator e, do fluxo concatenado do rotor.

A constante de tempo do rotor do MIT gaiola de esquilo é grande (o valor típico é maior do que 100 ms, no entanto, para máquinas grandes este valor é maior (Vas 1998)), 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 seja constante, em consequência o fluxo concatenado do rotor também será constante, então da equação (2.47) tem-se que o torque eletromagnético varia rapidamente com a variação do ângulo γ no sentido adequado.

O ângulo γ 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 for constante (por exemplo, nas regiões de campo enfraquecido), então é possível controlar a amplitude $\vec{\psi}_s$ e o ângulo γ com a comutação apropriada do inversor de tensão (Vas 1998).

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

são duas das variáveis de controle.

2.5.2 Malha de controle do fluxo

Por simplicidade considera-se que a queda de tensão na resistência elétrica do estator seja desprezível, então da equação (2.10) 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 espacial de tensão é aplicado num tempo relativamente pequeno, então: $\Delta\vec{\psi}_s \simeq \vec{u}_s\Delta t$ (isto é uma relação aproximada porque a queda de tensão na resistência elétrica do estator nem sempre pode ser considerada desprezível). 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, considerando a queda na resistência elétrica do estator desprezível, aos componentes do vetor espacial da tensão do estator no mesmo sentido, permitindo assim que o fluxo possa ser controlado com a comutação apropriada das chaves do inversor.

O ângulo γ , da equação (2.47), tem uma importante função na determinação do torque eletromagnético, ou em outras palavras, a posição relativa dos vetores espaciais do fluxo concatenado do estator e do rotor determinam o 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 aumenta quando o ângulo γ aumenta. No entanto, se o vetor espacial da tensão do estator é aplicado de tal forma que o vetor espacial do fluxo

concatenado do estator permaneça estacionário, então o torque eletromagnético diminui, visto que o vetor espacial do fluxo concatenado do rotor ainda está movimentando-se então o ângulo diminui também. Se o fluxo concatenado do estator permanecer estacionário (na prática ele se movimenta lentamente devido à queda de tensão na resistência elétrica do estator) ou pelo menos por um tempo suficientemente longo então o vetor espacial do fluxo concatenado do rotor consegue ultrapassar o ângulo do vetor espacial do fluxo do estator, então o ângulo γ muda de sinal e em consequência o torque eletromagnético muda de direção.

2.5.3 Controle direto de torque orientado pelo fluxo do estator

No sistema de referência orientado pelo fluxo do estator, a componente de eixo em quadratura do fluxo do estator é zero [figura 2.5]. O vetor espacial do fluxo do estator $\vec{\psi}_s$, que gira com uma velocidade angular ω_s , pode ser representado em função das suas componentes $d - q$, isto é:

$$\vec{\psi}_s = \psi_{ds} + j\psi_{qs} \quad (2.48)$$

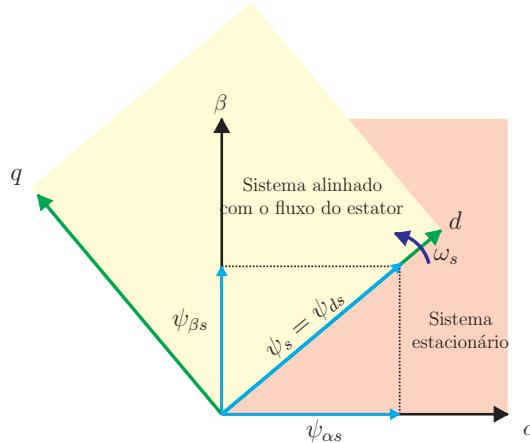


Figura 2.5: Sistema de referência alinhado com o fluxo do estator.

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

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (2.49)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \psi_s \quad (2.50)$$

Com R_s sendo a resistência elétrica do enrolamento do estator e, i_{ds} e i_{qs} sendo as correntes no eixo real e imaginário do estator, respectivamente. Então, o torque eletromagnético é calculado pela seguinte expressão no sistema de referência orientado pelo fluxo do estator:

$$t_{em} = \frac{3P}{2}\psi_s i_{qs} \quad (2.51)$$

$$i_{qs} = \frac{2}{3P} \frac{t_{em}}{\psi_s} \quad (2.52)$$

Substituindo a equação (2.52) em (2.50), tem-se:

$$u_{qs} = \frac{2}{3P}R_s \frac{t_{em}}{\psi_s} + \omega_s \psi_s \quad (2.53)$$

Então, através dos erros do fluxo do estator e do torque eletromagnético é possível produzir os valores de referência desacoplados das componentes real e imaginária e do vetor espacial da tensão do estator que controlem independentemente o fluxo e o torque (Longji & Rulin 2004), (Buja & Kazmierkowski 2004).

A partir da equação (2.49) tem-se 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 (2.49) pode ser aproximada por:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \Delta\psi_s / T_s \quad (2.54)$$

No entanto, apenas quando o MIT opera em alta velocidade a queda de tensão na resistência elétrica do estator $R_s i_{ds}$ pode ser desprezada. A tensão aplicada pode chegar a ser proporcional à mudança do fluxo do estator $\Delta\psi_s$, para uma frequência de chaveamento suficientemente alta de $1/T_s$. No entanto, em baixas velocidades a queda de tensão na resistência elétrica do estator $R_s i_{ds}$ não pode ser desprezada.

Na equação (2.53) tem-se que a componente imaginária u_{qs} do vetor espacial da tensão do estator, se o termo $\omega_s \psi_s$ fosse desacoplado e o fluxo fosse mantido constante, controla o torque eletromagnético. Na figura 2.6 ilustra-se o diagrama de blocos da estratégia de controle direto

de torque orientado pelo fluxo do estator (Xue et al. 1990, Buja & Kazmierkowski 2004). Essa estratégia será utilizada como base para a implementação do controlador fuzzy T-S proposto.

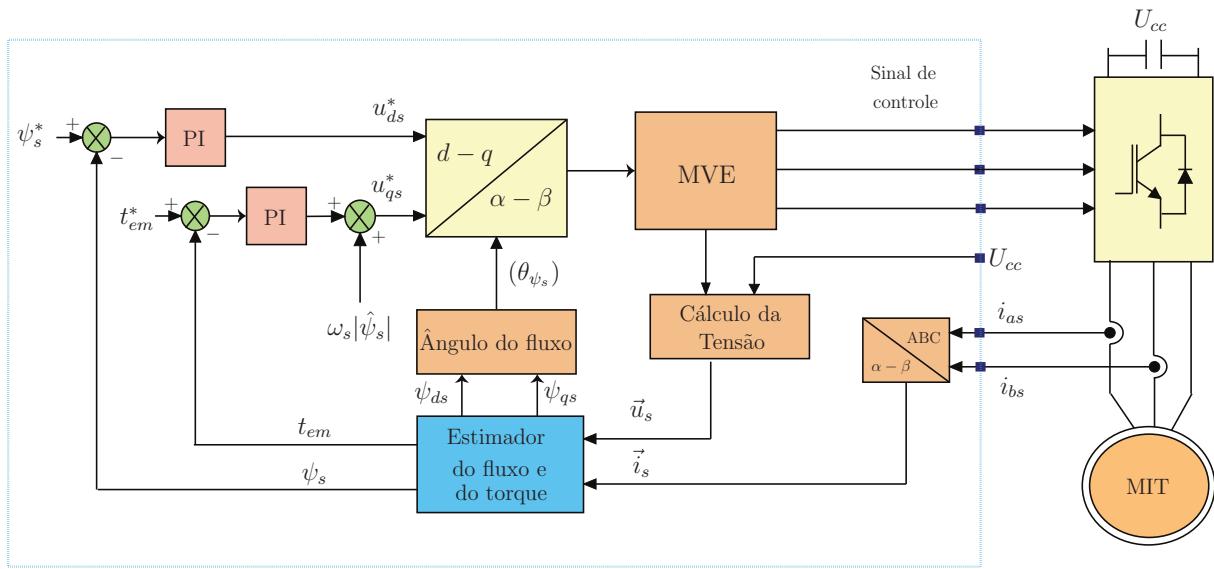


Figura 2.6: Diagrama de blocos da estratégia de controle direto de torque orientado pelo fluxo do estator.

2.5.4 Controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga

A relação básica entre o torque eletromagnético e os vetores espaciais dos fluxos do estator e do rotor é expressa através das seguintes equações:

$$t_{em} = \frac{3}{2} P \frac{k_r}{\sigma L_s} \vec{\psi}_s \times \vec{\psi}_r \quad (2.55)$$

$$t_{em} = \frac{3}{2} P \frac{k_r}{\sigma L_s} |\vec{\psi}_s| |\vec{\psi}_r| \sin(\gamma) \quad (2.56)$$

γ , conhecido como ângulo de carga, é o ângulo entre os vetores espaciais do fluxo do estator e do rotor como ilustrado na figura 2.7, 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 equação (2.56) verifica-se que é possível controlar o torque eletromagnético diretamente atuando sobre o ângulo de carga (Rodriguez et al. 2004).

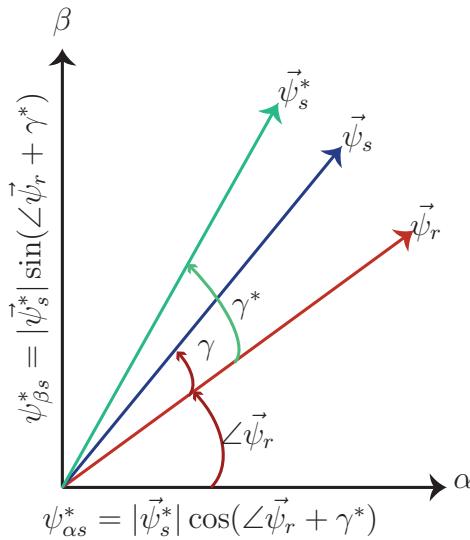


Figura 2.7: Diagrama vetorial dos vetores espaciais do fluxo do estator e do rotor.

Se o tempo de amostragem for suficientemente pequeno, tal que o vetor espacial da tensão do estator aplicada no motor possa manter constante o valor do fluxo do estator no seu valor de referência, então o fluxo do rotor também é considerado constante, isto é porque a constante de tempo elétrica do rotor de um motor de indução gaiola de esquilo ($T_r = L_r/R_r$) é normalmente elevada quando comparada com a constante de tempo elétrica do estator ($T_s = L_s/R_s$). Considerando constante o módulo do fluxo do estator, então, o módulo do fluxo do rotor será também constante. Assim, se os módulos do fluxo do estator e do fluxo do rotor fossem considerados constantes, então o torque eletrromagnético (equação (2.56)) poderia ser controlado mudando o ângulo γ no sentido requerido (a qual é determinado pelo torque de referência). O ângulo γ pode ser rapidamente modificado pelo chaveamento apropriado do vetor espacial da tensão do estator (Lins 2001).

Por simplicidade a queda de tensão na resistência elétrica do estator pode ser desprezada quando o MIT está operando em condições nominais:

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (2.57)$$

Então $d\vec{\psi}_s/dt = \vec{u}_s$. Durante um pequeno intervalo de tempo Δt , quando o vetor espacial

da tensão do estator é aplicado, tem-se que:

$$\Delta \vec{\psi}_s \approx \vec{u}_s \cdot \Delta t \quad (2.58)$$

Observa-se que o vetor espacial do fluxo do estator $\Delta\vec{\psi}_s$ muda 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. Na figura 2.8 é ilustrado o diagrama de blocos do controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga proposto em (Rodriguez et al. 2004). Observa-se que para que esta estratégia funcione corretamente a equação (2.58) deve ser sempre verdadeira, o que não é verdade, principalmente em baixas velocidades. Em consequência o controle do fluxo terá um erro de regime inerente a esta estratégia.

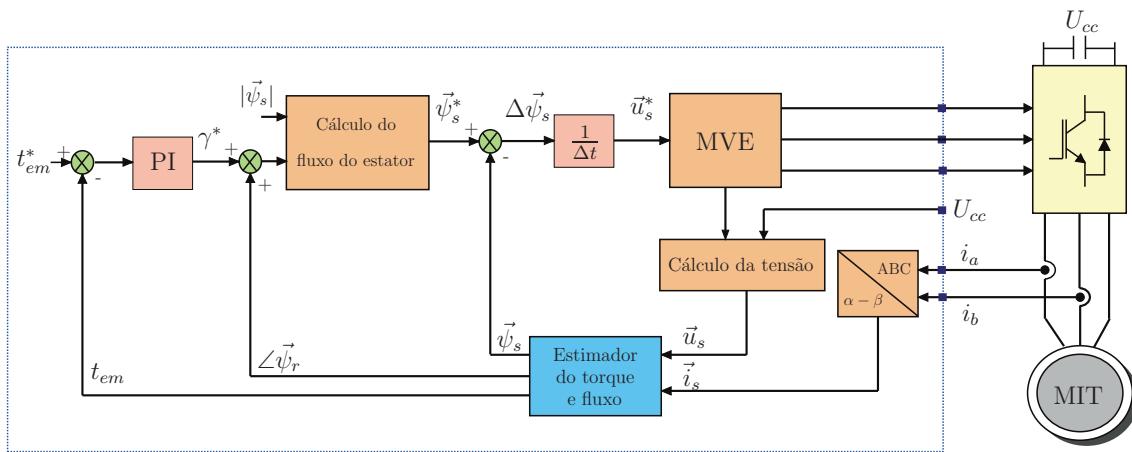


Figura 2.8: Diagrama de blocos do controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga.

As descrições detalhadas dos procedimentos adotados para a estimação do torque eletromagnético, do fluxo do estator e do fluxo do rotor, assim como, do cálculo da tensão e do cálculo do fluxo do estator serão apresentados no capítulo 3 quando serão explicados as estratégias de controle vetorial com o controlador fuzzy Takagi-Sugeno proposto e no capítulo 4 quando serão explicadas as estratégias de controle direto de torque com o controle por modos deslizantes

proposto.

2.6 Proposta da tese

Os principais objetivos motivadores desta tese são: a) estudar e projetar um controlador baseado em lógica fuzzy (controlador fuzzy Takagi-Sugeno) e aplicar esse controlador na estratégia de controle por orientação direta do campo e na estratégia de controle direto de torque; b) estudar e projetar um controlador por modos deslizantes e aplicar este controlador na estratégia de controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga e c) analisar, simular e implementar as estratégias de controle propostas em diferentes condições de operação do MIT.

O controlador fuzzy Takagi-Sugeno proposto possuirá uma única base de regras para gerar as duas componentes do vetor de tensão que controlam o fluxo e o torque. Isto implica no fato que o controlador fuzzy T-S proposto terá uma estrutura simplificada e, em consequência diminuirá o custo computacional, facilitando assim seu processamento quando for implementado. No capítulo 3 serão apresentados os detalhes do projeto deste controlador.

A estratégia de controle direto de torque baseada no controle do ângulo da carga empregando o controle por modos deslizantes (CDT-CMD) tomará como base a estratégia proposta em (Rodriguez et al. 2004). Essa estratégia controla o ângulo de carga e em consequência o torque eletromagnético, evitando a transformação de coordenadas. A estratégia de controle proposta neste trabalho empregará o controle por modos deslizantes para o controle do fluxo e do torque eletromagnético. No capítulo 4 serão apresentados os detalhes do projeto dos controladores por modos deslizantes propostos.

Capítulo 3

Controle vetorial com o controlador fuzzy

Takagi-Sugeno

3.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados as estratégias de controle vetorial (controle por orientação direta do campo e controle direto de torque) empregando os controladores fuzzy Takagi-Sugeno. Inicialmente será apresentado uma breve fundamentação teórica dos termos comumente utilizados nos sistemas fuzzy, assim como da estrutura básica dos controladores fuzzy. Em seguida, detalha-se os procedimentos para o projeto do controlador fuzzy Takagi-Sugeno proposto e, apresenta-se os resultados das simulações e dos ensaios experimentais para a validação do controlador proposto.

3.2 Controladores fuzzy tipo Takagi-Sugeno

Nessa seção serão apresentados os fundamentos teóricos necessários para o projeto dos controladores fuzzy tipo Takagi-Sugeno.

3.2.1 Lógica fuzzy

Inicialmente são descritas as definições básicas dos termos mais usados na linguagem cotidiana dos sistemas fuzzy, tais como variáveis linguísticas, proposições fuzzy, relações fuzzy, implicações fuzzy e o motor de inferência assim como são descritas algumas operações básicas utilizando a lógica fuzzy.

Conjuntos fuzzy

Na teoria de conjuntos clássica, os valores de pertinência ou não de um elemento a um conjunto estão bem definidos, onde cada proposição é tratada como totalmente falsa ou totalmente verdadeira. Porém, a maioria dos conjuntos e proposições não podem ser caracterizados de maneira tão exata. 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. Os conjuntos *crisp* podem ser tratados como um caso especial dos conjuntos fuzzy visto que sua função característica pode assumir os valores extremos ao intervalo $[0,1]$ no qual é definida 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, Gaussiana e curvas de Gauss, como pode ser observado na figura 3.1.

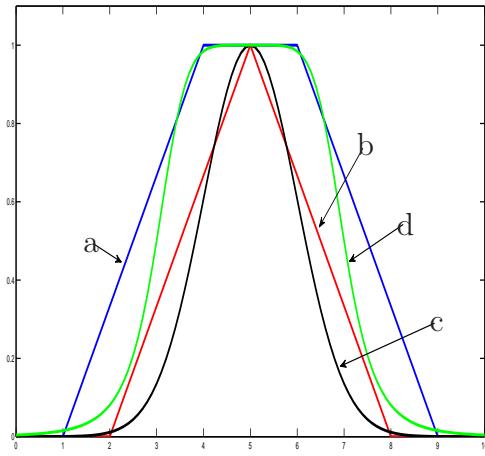


Figura 3.1: Funções de pertinência (a) trapezoidal (b) triangular (c) Gaussiano e (d) curva de Gauss.

Centro e núcleo do conjunto fuzzy

O único valor $x = c_F = c_F^x \in F$ cujo máximo valor de pertinência é $\mu_F(c_F) = 1$ é denominado centro do conjunto fuzzy F . Se existir 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 que possui núcleo é calculado através da seguinte expressão $c_F^x = (xa + xb)/2$, sendo que xa e xb são os valores extremos 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. Dentre eles, Zadeh (Zadeh 1965) propôs as seguintes definições

para estas operações:

$$\begin{aligned}\mu_{B \cup C}(x) &= \max(\mu_B(x), \mu_C(x)) \\ \mu_{B \cap C}(x) &= \min(\mu_B(x), \mu_C(x)) \\ \mu_{\bar{B}}(x) &= 1 - \mu_B(x)\end{aligned}\tag{3.1}$$

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 como se pode observar na figura 3.2.

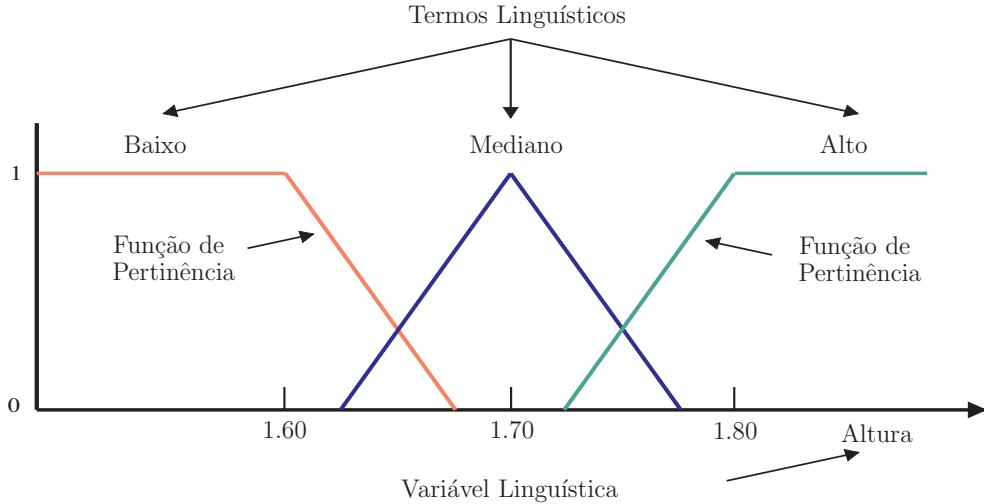


Figura 3.2: Função de pertinência, variável linguística e termos linguísticos.

Proposições fuzzy

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

$$P_i : x \text{ é } T_i\tag{3.2}$$

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

3.2.2 Estrutura do controlador fuzzy tipo Takagi-Sugeno

A estrutura do controlador fuzzy tipo Takagi-Sugeno (T-S) 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 quantidade e forma das regras de controle, pelo tipo de mecanismo de inferência, e pelo método de agregação utilizado.

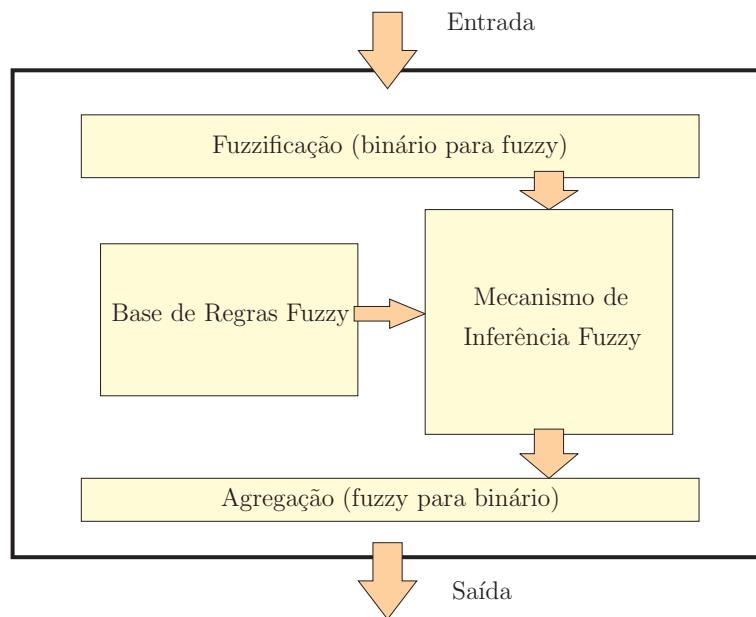


Figura 3.3: Estrutura do controlador fuzzy Takagi-Sugeno.

Apesar da variedade de possibilidades de estruturas para o controlador fuzzy T-S , a forma básica de todos os tipos de controladores comumente utilizadas consistem das seguintes partes: (a) Fuzzificação (binário para fuzzy), (b) Base de regras fuzzy, (c) Mecanismo de inferência, e (d) Agregação (fuzzy para binário). A figura 3.3 mostra a estrutura típica do controlador fuzzy T-S.

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 x (numérico) 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 linguísticos T_i e F_j respectivamente, então a seguinte estrutura representa uma relação de duas dimensões:

$$\begin{aligned} R_{ij} &= x \text{ é } T_i \wp y \text{ é } F_j \\ &\quad \text{denotado por} \\ R_{ij} &= P_i^x \wp P_j^y \end{aligned} \tag{3.3}$$

sendo que \wp é um operador de lógica fuzzy (interseção, união). A escolha do operador \wp tem uma influência direta na estrutura do controlador fuzzy (Kovacic & Bogdan 2006).

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 (Kovacic & Bogdan 2006).

A base de regras contém um conjunto de regras-proposições fuzzy onde as variáveis antecedentes e consequentes são variáveis linguísticas e os possíveis valores de uma variável linguística são representados por conjuntos fuzzy, isto é verdadeiro para os controladores tipo Mamdani, no entanto, nos controladores fuzzy tipo Takagi-Sugeno a parte consequente das regras fuzzy são representadas por funções matemáticas que estão em função da suas entradas. Uma regra fuzzy

expressa relações entre variáveis linguísticas e conjuntos fuzzy (Aguiar & Jr 1999). No caso dos controladores Takagi-Sugeno ou Takagi-Sugeno-Kang (modelos TS ou TSK) (Jantzen 1998, Takagi & Sugeno 1985) as regras são representadas da seguinte forma:

$$\text{FR : SE } f_i(A_1 \text{ é } a_1, A_2 \text{ é } a_2, \dots, A_n \text{ é } a_n) \text{ ENTÃO } C = f_j(a_1, a_2, \dots, a_n) \quad (3.4)$$

FR é uma regra fuzzy, f_i é uma função lógica e, f_j é uma função matemática que está em função das suas entradas; C é a parte consequente, ou variável de saída sendo inferida, a_i é o antecedente, ou variável de entrada, e A_i é um conjunto fuzzy representado pela função de pertinência μ_{A_i} . A base de regras completa será definida pelas n_k regras.

Mecanismos de inferência

Independentemente da forma das regras fuzzy, a maior preocupação é como interpretar o significado de cada regra. Nesta caso, preocupa-se em determinar a influência produzida pela parte antecedente da regra fuzzy na parte consequente da regra, para isso é necessário determinar o grau de disparo (*firing strength*) de cada regra que pode ser calculado utilizando o operador *min* (Engelbrecht 2007)

$$\alpha_k = \min_{\forall a_i \in A_k} \{\mu_{A_i}(a_i)\} \quad (3.5)$$

A_k é o conjunto dos antecedentes da regra k . Alternativamente, o operador *produto* também pode ser utilizado para calcular o grau de disparo,

$$\alpha_k = \prod_{\forall a_i \in A_k} \mu_{A_i}(a_i) \quad (3.6)$$

Agregação

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, e então calcular a influência deste na parte consequente da regra. Este procedimento é feito para todas as regras fuzzy ativadas, e finalmente o processo denominado *agregação* calcula

o valor numérico da saída. Sendo assim, a saída do controlador é determinado através da média de todas as saídas $f_j(a_1, a_2, \dots, a_n)$ com os pesos α_k :

$$C_o = \frac{\sum_{k=1}^{n_k} \alpha_k f_j(a_1, a_2, \dots, a_n)}{\sum_{k=1}^{n_k} \alpha_k} \quad (3.7)$$

Nos controladores fuzzy Takagi-Sugeno cada função f_j é uma função linear da forma (Nguyen et al. 2003):

$$f_j(x_1, x_2, \dots, x_n) = a_{0j} + \sum_{i=1}^n \alpha_{ij} x_i \quad (3.8)$$

Uma outra alternativa muito utilizada são as funções quadráticas e funções trigonométricas

$$f_j(x_1, x_2, \dots, x_n) = a_{0j} + \sum_{i=1}^n \alpha_{ij} x_i^2 \quad (3.9)$$

$$f_j(x_1, x_2, \dots, x_n) = \exp\left[\sum_{i=1}^n \alpha_{ij} \sin(x_i)\right] \quad (3.10)$$

A escolha da função f_j depende de cada aplicação. No caso específico dos controladores fuzzy utilizados neste trabalho a função f_j escolhida é a função linear.

3.3 Controle por orientação direta do campo com o controlador fuzzy Takagi-Sugeno

Na figura 3.4 é apresentado o diagrama de blocos da estratégia de controle por orientação direta do campo proposta. Observa-se que a estratégia de controle somente precisa medir a tensão no barramento CC e a corrente de duas das fases do MIT para calcular o vetor espacial da tensão do estator e estimar o fluxo do rotor. O controlador fuzzy T-S proposto tem como variáveis de entrada o erro da componente de eixo direto da corrente do estator ($E_{i_{ds}}$) e o erro da componente de eixo em quadratura da corrente do estator ($E_{i_{qs}}$), tendo como saídas as componentes da tensão do estator necessárias para minimizar ou até zerar os erros das componentes das correntes. Estas saídas estão representadas no sistema de referência orientado

pelo fluxo do rotor.

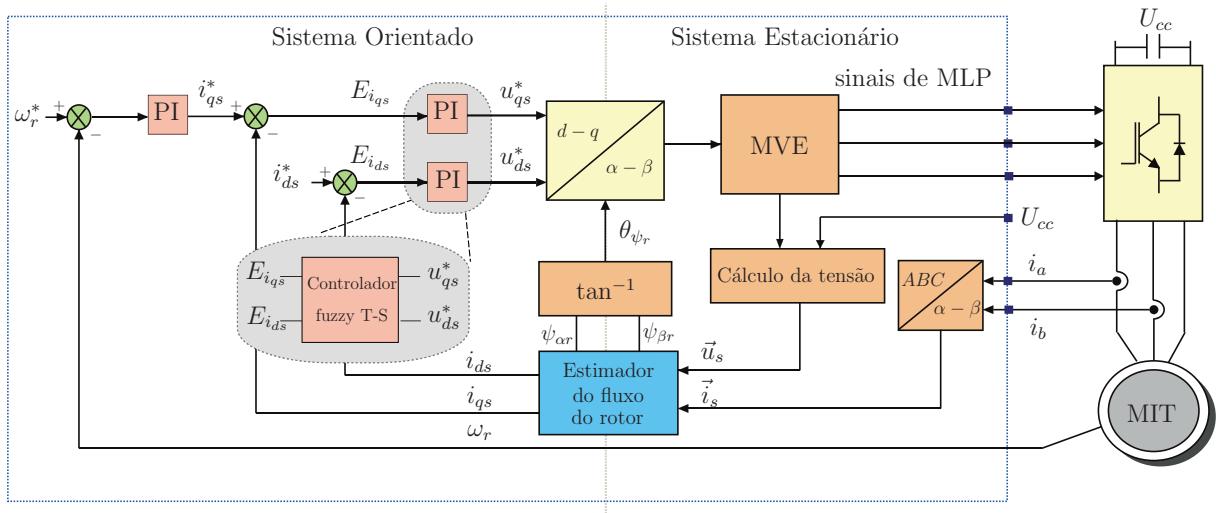


Figura 3.4: Controle por orientação direta do campo com o controlador fuzzy T-S.

3.3.1 Cálculo do vetor espacial da tensão do estator

O vetor espacial da tensão do estator é calculado utilizando a tensão do barramento de corrente contínua U_{cc} e o estado das chaves superiores do inversor trifásico de dois níveis ($S_a = \{0,1\}$, $S_b = \{0,1\}$, $S_c = \{0,1\}$). Sendo assim, o vetor espacial da tensão do estator é calculado através da seguinte equação (Bertoluzzo et al. 2007):

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} \left[\left(S_a - \frac{S_b + S_c}{2} \right) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (S_b - S_c) \right] U_{cc} \quad (3.11)$$

3.3.2 Estimação do fluxo do rotor

Na estratégia proposta, inicialmente será estimado o fluxo do estator para logo em seguida estimar o fluxo do rotor. A estimação do vetor espacial do fluxo do estator depende basicamente da integração da força contraeletromotriz (*bemf-back electromotive force*):

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_s &= \int (\vec{u}_s - R_s \cdot \vec{i}_s) dt \\ \vec{\psi}_s &= \int (\text{bemf}) dt \end{aligned} \quad (3.12)$$

Quando o fluxo do estator for calculado utilizando a equação (3.12) tem-se alguns problemas associados com a integral pura quando ela é implementada com o emprego do processador digital de sinais. Com o objetivo de resolver este problema será utilizado o integrador usando o método de compensação adaptativa proposta em (Hu & Wu 1998). Esse método pode ser utilizado para estimar com precisão o fluxo do estator incluindo sua magnitude e sua fase para uma ampla faixa de velocidades.

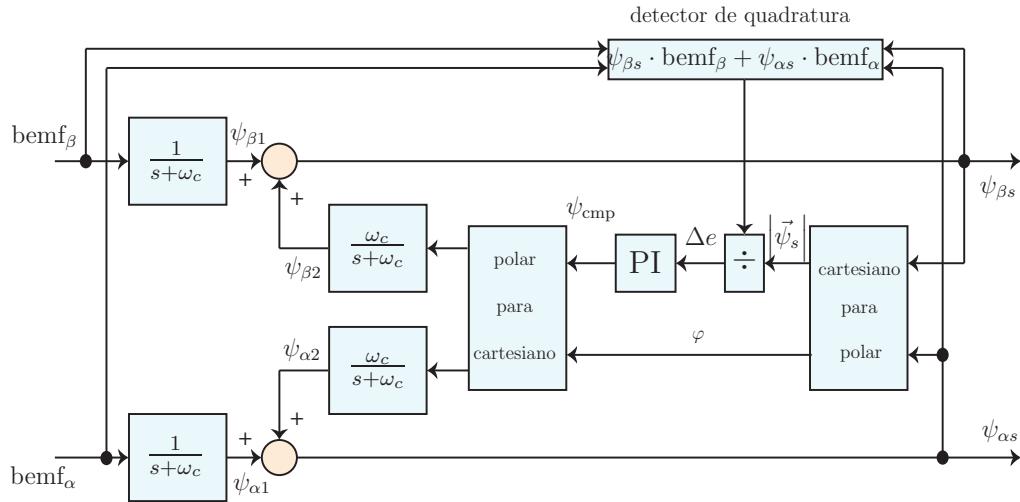


Figura 3.5: Diagrama de blocos do método de compensação adaptativa.

A figura 3.5 mostra o diagrama de blocos deste método. A ideia principal deste método é baseada no fato de que o vetor espacial do fluxo do estator é ortogonal ao vetor espacial da força contraeletromotriz. O detetor de quadratura detecta se a ortogonalidade entre o vetor espacial do fluxo do estator e o vetor espacial da força contraeletromotriz é mantida constante. O princípio de operação deste método é explicado através do diagrama ilustrado na figura 3.6.

O vetor espacial do fluxo do estator é a soma de dois vetores, o vetor de alimentação direta (*feedforward vector*) $\vec{\psi}_1$ o qual é composto pelas saídas dos filtros passa-baixas (*Low Pass (LP) filters*) ($\psi_{\alpha 1}$ e $\psi_{\beta 1}$), e o vetor de realimentação (*feedback vector*) $\vec{\psi}_2$ o qual é composto de $\psi_{\alpha 2}$ e $\psi_{\beta 2}$. Idealmente, o vetor espacial do fluxo do estator $\vec{\psi}_s$ deve ser ortogonal ao vetor $bemf$, e a saída do detetor de quadratura é zero. Quando um valor inicial ou flutuação CC (*dc drift*) é introduzido ao integrador, a relação de ortogonalidade anterior se perde, e o ângulo de fase entre o vetor espacial do fluxo do estator e o vetor *bemf* não é mais 90° . O sinal de erro é definido

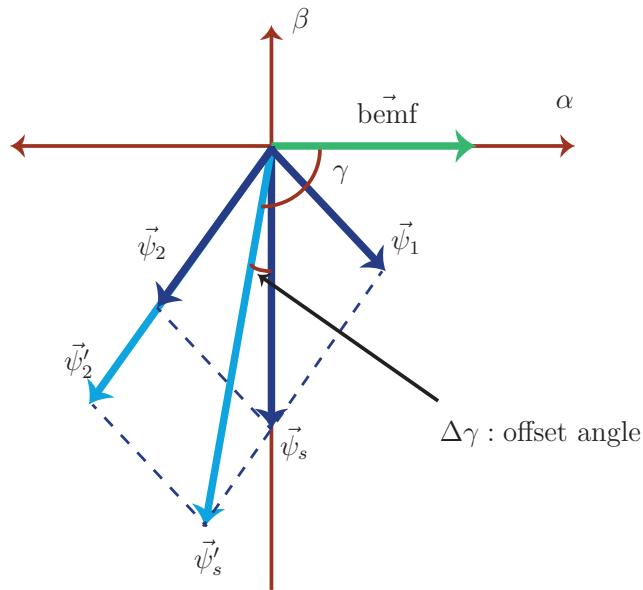


Figura 3.6: Diagrama vetorial mostrando a relação entre os vetores $\vec{\psi}_s$ e \vec{bemf} .

por:

$$\begin{aligned}\Delta\vec{e} &= \vec{\psi}_s \cdot \vec{bemf} / |\vec{\psi}_s| = (\psi_{\beta s} \cdot bemf_\beta + \psi_{\alpha s} \cdot bemf_\alpha) / |\vec{\psi}_s| \\ \Delta\vec{e} &= |bemf| \cos(\gamma)\end{aligned}\quad (3.13)$$

Supondo que a magnitude do vetor de realimentação $\vec{\psi}_2$ seja incrementada para $\vec{\psi}'_2$ como ilustrado na figura 3.6, devido ao *dc offset* ou problema de valor inicial, o ângulo de fase γ será maior do que 90° . O detetor de quadratura gera um sinal de erro negativo. A saída do regulador PI, ψ_{cmp} é diminuída. Como resultado, o vetor espacial do fluxo do estator $\vec{\psi}'_s$ se desloca em direção à posição original mantendo os 90° até que a relação de ortogonalidade entre os vetores espaciais $\vec{\psi}_s$ e \vec{bemf} seja restabelecida. Se γ for menor do que 90° por alguma razão, um processo inverso irá ocorrer, o qual traz de volta o ângulo γ para 90° . Então, o integrador modificado com o controle adaptativo pode ajustar o nível de compensação do fluxo ψ_{cmp} automaticamente para um valor ótimo tal que os problemas associados com o valor inicial e flutuações CC são basicamente eliminados.

Uma vez estimado o vetor espacial do fluxo do estator através do método de compensação adaptativa, é possível calcular o fluxo do rotor através das equações dinâmicas do modelo do

motor. Então, no sistema de referência estacionário tem-se que:

$$\vec{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \vec{\psi}_s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \vec{i}_s \quad (3.14)$$

O ângulo do fluxo do rotor θ_{ψ_r} necessário para a orientação do sistema é obtido com a seguinte equação

$$\theta_{\psi_r} = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{\beta r}}{\psi_{\alpha r}}\right) \quad (3.15)$$

3.3.3 Transformação de coordenadas $d - q \leftrightarrow \alpha-\beta$

O vetor espacial da tensão do estator \vec{u}'_s , representado no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor é:

$$\vec{u}'_s = |\vec{u}_s| e^{j\theta_{u_{dq,s}}} = u_{ds} + j u_{qs} \quad (3.16)$$

$\theta_{u_{dq,s}}$, u_{ds} e u_{qs} são o ângulo e, as componentes real e imaginária do vetor espacial da tensão do estator representado no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor.

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

$$\vec{u}_s = \vec{u}'_s e^{j\theta_{\psi_r}} = |\vec{u}_s| e^{j\theta_{u_{\alpha\beta,s}}} = |\vec{u}_s| e^{j(\theta_{u_{dq,s}} + \theta_{\psi_r})} = u_{\alpha s} + j u_{\beta s} \quad (3.17)$$

Observa-se da equação anterior que é necessário somar os ângulos $\theta_{u_{dq,s}}$ e θ_{ψ_r} , que são o ângulo do vetor espacial da tensão do estator em relação ao sistema alinhado com o fluxo do rotor e o ângulo do fluxo do rotor em relação ao sistema estacionário, respectivamente. Por outro lado, o vetor espacial da corrente do estator representado no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor \vec{i}'_s é obtido através da seguinte equação:

$$\vec{i}'_s = \vec{i}_s e^{-j\theta_{\psi_r}} = |\vec{i}_s| e^{j\theta_{i_{dq,s}}} = |\vec{i}_s| e^{j(\theta_{i_{\alpha\beta,s}} - \theta_{\psi_r})} = i_{ds} + j i_{qs} \quad (3.18)$$

3.3.4 Controlador de corrente fuzzy Takagi-Sugeno

O controlador fuzzy Takagi-Sugeno, proposta da presente tese, tem como entradas o erro da componente de eixo direto da corrente do estator $E_{i_{ds}}$ e o erro da componente de eixo em quadratura da corrente do estator $E_{i_{qs}}$. As saídas do controlador proposto são as componentes de eixo direto e em quadratura do vetor espacial da tensão do estator. O controlador está ilustrado na figura 3.7. O vetor espacial da tensão do estator de referência, proporcionado pelo controlador fuzzy T-S, está representado no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor. A parte consequente da base de regras para a saída u_{ds}^* é uma combinação linear de suas entradas; da mesma forma, a segunda saída u_{qs}^* tem na sua base de regras a mesma parte consequente da saída u_{ds}^* , porém com os coeficientes trocados como pode-se observar na tabela 3.1.

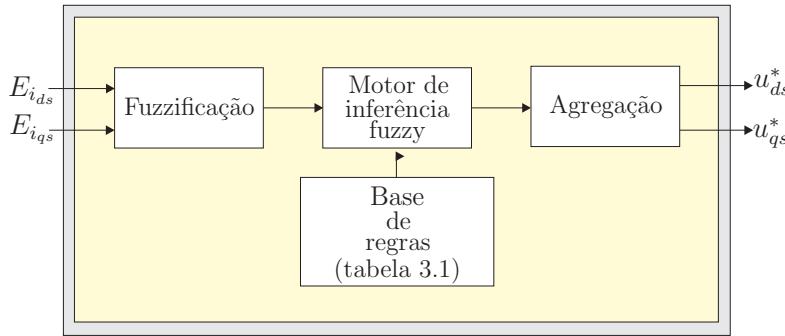


Figura 3.7: Estrutura do controlador de corrente fuzzy Takagi-Sugeno.

Tabela 3.1: Base de regras para o cálculo de u_{ds}^* e u_{qs}^* .

$E_{i_{ds}} / E_{i_{qs}}$	N	ZE	P
N	$V_{ds}^{R1} = a \cdot E_{i_{ds}} + b \cdot E_{i_{qs}}$ $V_{qs}^{R1} = -b \cdot E_{i_{ds}} + a \cdot E_{i_{qs}}$	$V_{ds}^{R2} = a \cdot E_{i_{ds}} + b \cdot E_{i_{qs}}$ $V_{qs}^{R2} = -b \cdot E_{i_{ds}} + a \cdot E_{i_{qs}}$	$V_{ds}^{R3} = c \cdot E_{i_{ds}} + d \cdot E_{i_{qs}}$ $V_{qs}^{R3} = -d \cdot E_{i_{ds}} + c \cdot E_{i_{qs}}$
ZE	$V_{ds}^{R4} = a \cdot E_{i_{ds}} + b \cdot E_{i_{qs}}$ $V_{qs}^{R4} = -b \cdot E_{i_{ds}} + a \cdot E_{i_{qs}}$	$V_{ds}^{R5} = c \cdot E_{i_{ds}} + d \cdot E_{i_{qs}}$ $V_{qs}^{R5} = -d \cdot E_{i_{ds}} + c \cdot E_{i_{qs}}$	$V_{ds}^{R6} = e \cdot E_{i_{ds}} + f \cdot E_{i_{qs}}$ $V_{qs}^{R6} = -f \cdot E_{i_{ds}} + e \cdot E_{i_{qs}}$
P	$V_{ds}^{R7} = c \cdot E_{i_{ds}} + d \cdot E_{i_{qs}}$ $V_{qs}^{R7} = -d \cdot E_{i_{ds}} + c \cdot E_{i_{qs}}$	$V_{ds}^{R8} = e \cdot E_{i_{ds}} + f \cdot E_{i_{qs}}$ $V_{qs}^{R8} = -f \cdot E_{i_{ds}} + e \cdot E_{i_{qs}}$	$V_{ds}^{R9} = e \cdot E_{i_{ds}} + f \cdot E_{i_{qs}}$ $V_{qs}^{R9} = -f \cdot E_{i_{ds}} + e \cdot E_{i_{qs}}$

Funções de pertinência

As funções de pertinência (FP) do controlador de corrente fuzzy T-S são ilustradas nas figuras 3.8 e 3.9. Estas funções são utilizadas para o processo de fuzzificação e, assim converter

as variáveis numéricas em variáveis fuzzy. As FP e o universo de discurso das entradas foram ajustados com a experiência adquirida através de várias simulações utilizando o método heurístico de tentativa e erro. O universo de discurso para a entrada $E_{i_{ds}}$ é definido no intervalo fechado [-0.5, 0.5]. A entrada $E_{i_{qs}}$ é definida no intervalo fechado [-10, 10], como ilustrado nas figuras 3.8 e 3.9, respectivamente. As formas das FP utilizadas em ambas entradas são triangulares e trapezoidais porque estas funções são adequadas para operações em tempo real (Dubois et al. 1993). Os termos linguísticos associados aos conjuntos fuzzy em ambas entradas são N-Negativo, Ze-Zero e P-Positivo.

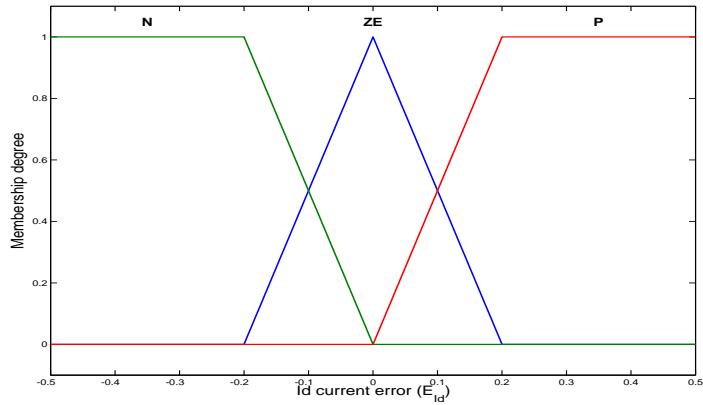


Figura 3.8: Funções de pertinência para o erro da componente de eixo direto da corrente do estator $E_{i_{ds}}$ (em Amperes).

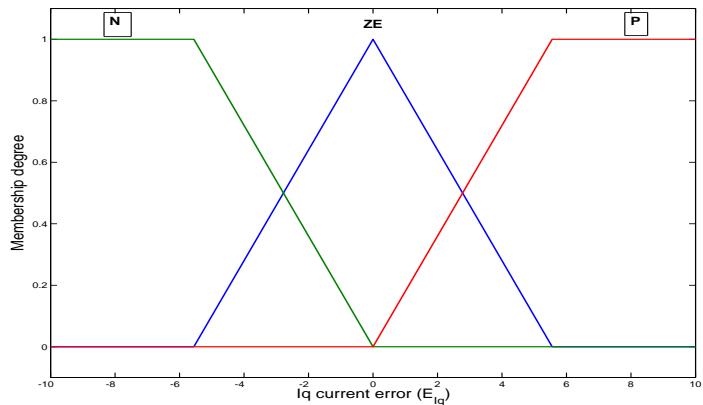


Figura 3.9: Funções de pertinência para o erro da componente de eixo em quadratura da corrente do estator $E_{i_{qs}}$ (em Amperes).

A Base de regras

A base de regras para a componente de eixo direto da tensão do estator u_{ds}^* são definidas da seguinte forma:

$$R_{V_{ds}}^1 : \text{ se } E_{i_{ds}} \text{ é N e } E_{i_{qs}} \text{ é N então}$$

$$V_{ds}^{R_1} = a \cdot E_{i_{ds}} + b \cdot E_{i_{qs}}$$

Assim também, a base de regras, para a componente de eixo em quadratura da tensão do estator u_{qs}^* , são definidos por regras da forma:

$$R_{V_{qs}}^1 : \text{ se } E_{i_{ds}} \text{ é N e } E_{i_{qs}} \text{ é N então}$$

$$V_{qs}^{R_1} = -b \cdot E_{i_{ds}} + a \cdot E_{i_{qs}}$$

As constantes a e b são coeficientes da função polinomial de primeira ordem tipicamente presente na parte consequente dos controladores fuzzy Takagi-Sugeno de primeira ordem. Observa-se que os coeficientes para $V_{ds}^{R_1}$ e $V_{qs}^{R_1}$ são as mesmas, porém com a ordem trocada, não sendo necessários outros coeficientes, diminuindo a quantidade de coeficientes pela metade. A base de regras completa para o cálculo de u_{ds}^* e u_{qs}^* é apresentado na tabela 3.1, sendo que ($a=5$; $b=0.1$), ($c=6.5$; $d=0.2$), ($e=8$; $f=0.1$), estes valores foram obtidos através da realização de varias simulações.

Método de inferência

Em geral, os operadores utilizados nas operações lógicas fuzzy são as normas triangulares, os quais podem ser divididos em t-normas (operadores AND) e s-normas (operadores OR) (Gupta & Qi 1991b, Gupta & Qi 1991a). As t-normas realizam operações de interseção nos conjuntos fuzzy e sua escolha tem importância nos controladores fuzzy. A t-norma usualmente é denotado

por $T(a,b)$. A t-norma utilizada no controlador fuzzy T-S proposto é definido da seguinte forma:

$$\mu^{R_i} = T(\mu_{E_{i_{ds}}}^i, \mu_{E_{i_{qs}}}^i) = \mu_{E_{i_{ds}}}^i \cdot \mu_{E_{i_{qs}}}^i \quad (3.19)$$

para $i = 1, \dots, n; n = 9$

$\mu_{E_{i_{ds}}}^i$ e $\mu_{E_{i_{qs}}}^i$ são os graus de pertinência da primeira e da segunda entrada do controlador fuzzy T-S, respectivamente, e μ^{R_i} é o valor de verdade da proposição.

Agregação

O valor final da saída u_{ds}^* inferida das $n = 9$ implicações é agregado utilizando a média de todos os $V_{ds}^{R_i}$ com os pesos μ^{R_i} :

$$u_{ds}^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu^{R_i} V_{ds}^{R_i}}{\sum_{i=1}^n V_{ds}^{R_i}} \quad (3.20)$$

Assim também o valor final da saída u_{qs}^* inferida das $n = 9$ implicações é agregado utilizando a média de todos os $V_{qs}^{R_i}$ com os pesos μ^{R_i} :

$$u_{qs}^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu^{R_i} V_{qs}^{R_i}}{\sum_{i=1}^n V_{qs}^{R_i}} \quad (3.21)$$

No controlador fuzzy proposto, que é do tipo Takagi-Sugeno, não é necessário realizar o processo de defuzzificação (Driankov et al. 1996)(Sandri & Correa 1999), como é comum nos controladores tipo Mamdani (Mamdani 1974). Isto é porque nos controladores fuzzy T-S cada regra proporciona já um valor numérico e o resultado total é determinado pela média da soma ponderada de cada regra, como ilustrado nas equações (3.20) e (3.21). O controlador fuzzy T-S foi programado na linguagem de programação C para sua simulação facilitando posteriormente sua implementação no processador digital de sinais TMS320F28335 da *Texas Instruments*.

3.3.5 Resultados de simulação e experimentais

As simulações foram realizadas utilizando o software de simulação MATLAB R2011b e o conjunto de blocos do Simulink e o *toolbox* de lógica fuzzy. A frequência de chaveamento do

inversor trifásico de dois níveis foi ajustada em 10kHz e a referência da componente de eixo direto da corrente do estator i_{ds}^* foi ajustada em 1.0 pu.

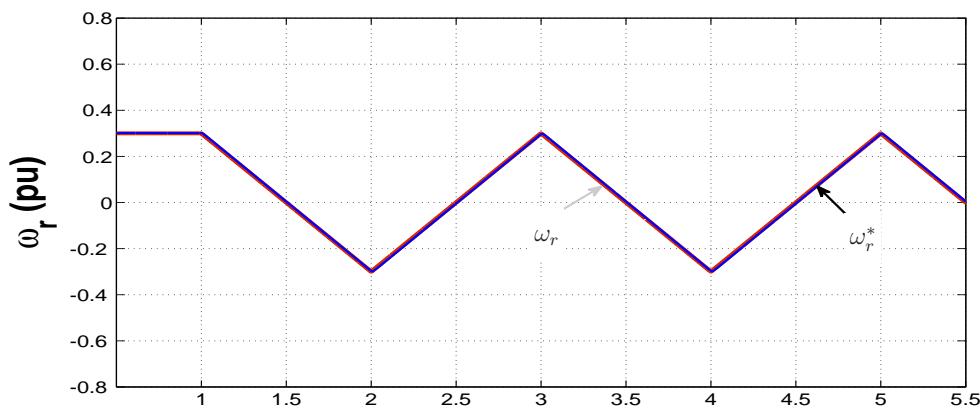
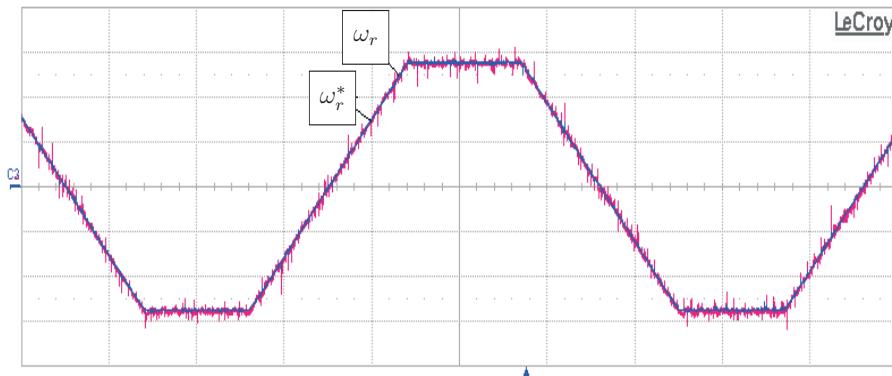
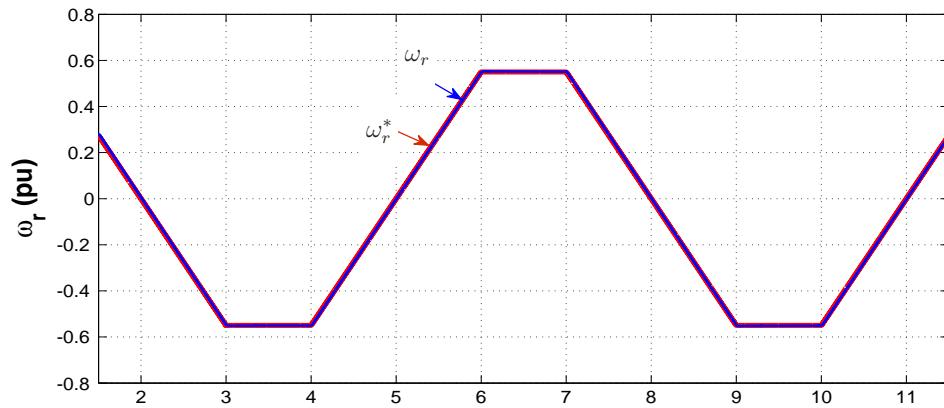
Os experimentos foram realizadas com circuitos eletrônicos e o motor de indução trifásico cujos parâmetros são apresentados no Apêndice A. A bancada consiste do kit de desenvolvimento eZdsp TMS320F28335 da *Texas Instruments*, do inversor trifásico da Semikron 12kVA e de um sistema de freio magnético para impor uma carga ao motor. Foram utilizadas também placas de aquisição e condicionamento de sinais para a medição da corrente no estator e da tensão no barramento CC para permitir sua amostragem e conversão pelo conversor AD interno.

Com o objetivo de verificar o correto funcionamento e estabilidade em malha fechada do sistema de controle proposto, foram realizados quatro testes: (1) aplicação de um perfil de velocidade trapezoidal (de -0.55 pu a 0.55 pu) em vazio; (2) aplicação de um perfil de velocidade triangular (de -0.3 pu a 0.3 pu) em vazio; (3) reversão de velocidade (degrau de -0.3 pu a 0.3 pu) em vazio; (4) aplicação de um degrau de carga (de 0 a 1.0 pu) com a velocidade constante em 0.4 pu; (5) aplicação de um degrau de carga (de 0 a 0.5 pu) com a velocidade constante em 0.4 pu. Observa-se em todos os testes que as escalas de tempo da simulação e da implementação são diferentes, isto porque para conseguir uma simulação por um tempo maior a 10 segundos (tempo de operação do sistema) a memoria RAM do computador utilizado é insuficiente.

As figuras 3.10 e 3.11 mostram os resultados da simulação e experimentais da velocidade angular instantânea do rotor ω_r quando é aplicado um perfil de reversão trapezoidal em vazio. Neste teste, a velocidade ω_r segue a referência adequadamente. Na parte experimental observa-se a presença de ruídos inerentes aos testes experimentais, mesmo assim tem-se que a velocidade ω_r segue a referência com um erro de regime menor que 1%.

De forma semelhante, as figuras 3.12 e 3.13 mostram os resultados da simulação e experimentais quando é aplicado um perfil de reversão de velocidade triangular, assim como no caso anterior o teste é feito em vazio. A velocidade ω_r segue a referência adequadamente.

As figuras 3.14 e 3.15 mostram os resultados da simulação e experimentais da velocidade angular ω_r instantânea do rotor quando se aplica um degrau na referência da velocidade de 0.3 pu para -0.3 pu em vazio. A velocidade ω_r atingiu a referência em aproximadamente 0.7



segundos.

As figuras 3.16 e 3.17 mostram os resultados da simulação e experimentais das componentes

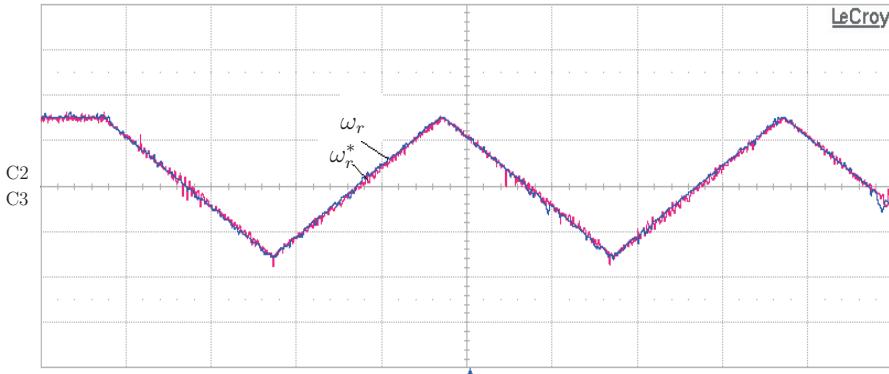


Figura 3.13: Resultados experimentais da velocidade ω_r para o teste 2 (C2,C3: 0.2 pu/div, 5 s/div).

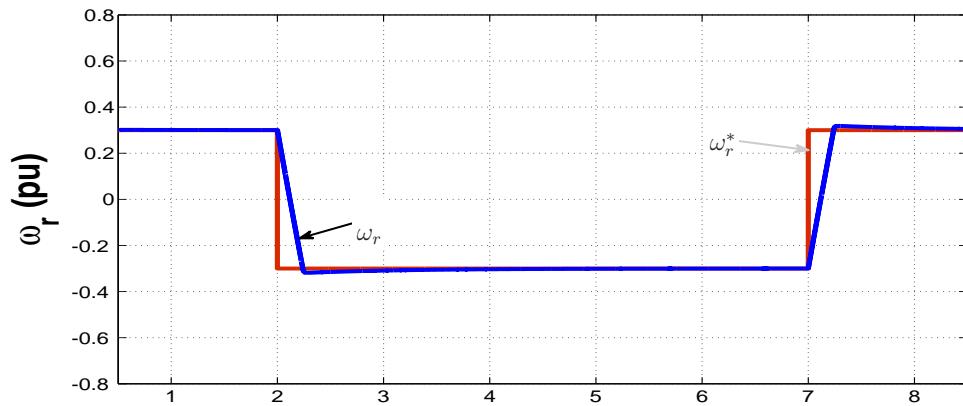


Figura 3.14: Resultados das simulações da velocidade ω_r para o teste 3 (em segundos).

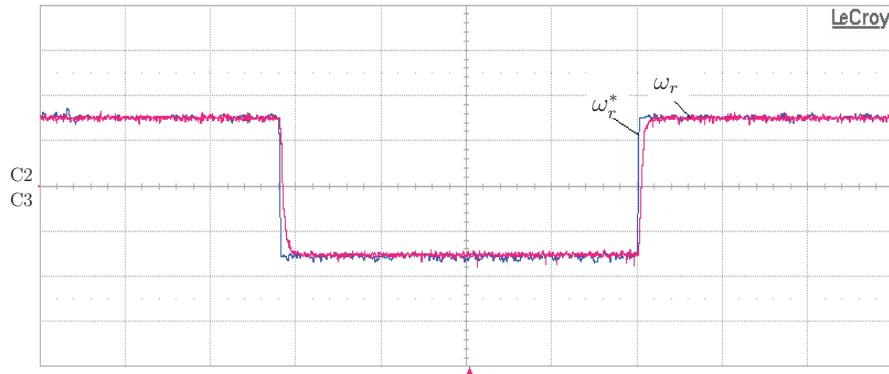


Figura 3.15: Resultados experimentais da velocidade ω_r para o teste 3 (C2,C3: 0.2 pu/div, 5 s/div).

de eixo direto e em quadratura da corrente do estator (i_{ds}, i_{qs}) quando é aplicado o freio magnético de 0 para 1.0 pu no valor da carga. A componente de eixo em quadratura da corrente do estator i_{qs} aumenta à medida que a carga aumenta. Também observa-se que a componente

de eixo direto da corrente do estator i_{ds} se mantém constante durante a aplicação da carga, este comportamento mostra que as duas componentes estão devidamente desacopladas como consequência da orientação. Observa-se que há um retardo na corrente i_{qs} obtida experimentalmente em relação à obtida por simulação. Isto ocorre porque a dinâmica do freio magnético utilizado não foi considerado na simulação. Entretanto os valores de regime são os mesmos.

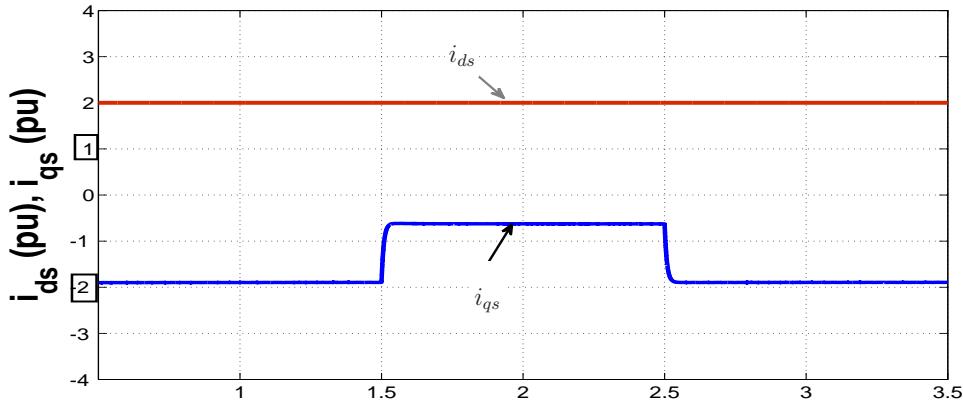


Figura 3.16: Resultados das simulações das correntes i_{ds}, i_{qs} no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor para o *teste 4* (em segundos).

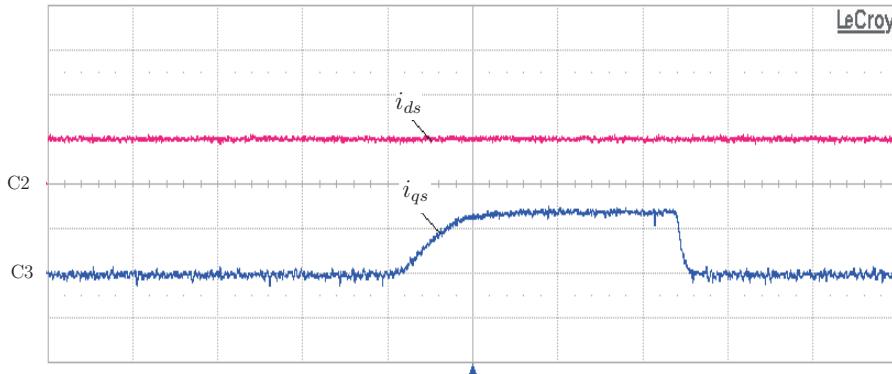


Figura 3.17: Resultados experimentais das correntes i_{ds}, i_{qs} no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor para o *teste 4* (C2,C3: 0.5 pu/div, 5 s/div)

Finalmente, as figuras 3.18 e 3.19 ilustram os resultados da simulação e experimentais da velocidade angular instantânea do rotor ω_r e das componentes da corrente do estator (i_{ds}, i_{qs}) quando é aplicado o freio magnético de 0 para 0.5 pu no valor da carga. Uma vez mais é possível observar o comportamento desacoplado entre as componentes da corrente do estator. Observa-se também que quando o freio magnético é aplicado (aplicação de carga) a velocidade

se mantém estável com um pequeno pico, que é corregido rapidamente pelo controlador de velocidade, quando a carga é retirada.

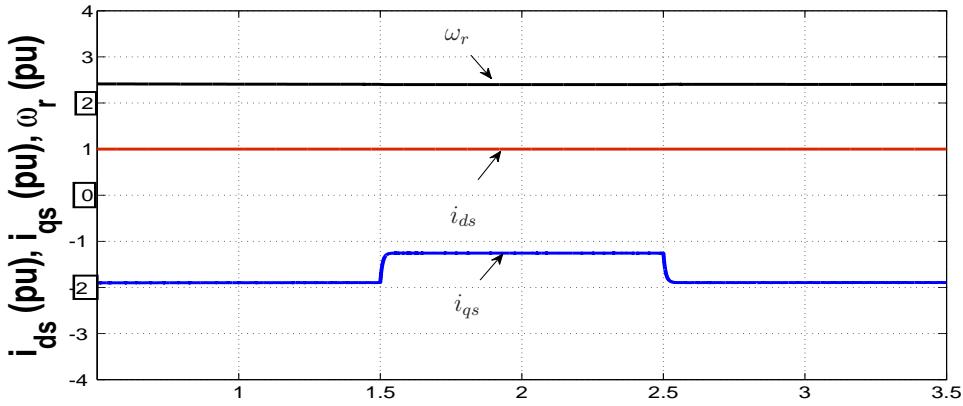


Figura 3.18: Resultados das simulações da velocidade ω_r e das correntes i_{ds}, i_{qs} no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor para o teste 5 (em segundos).

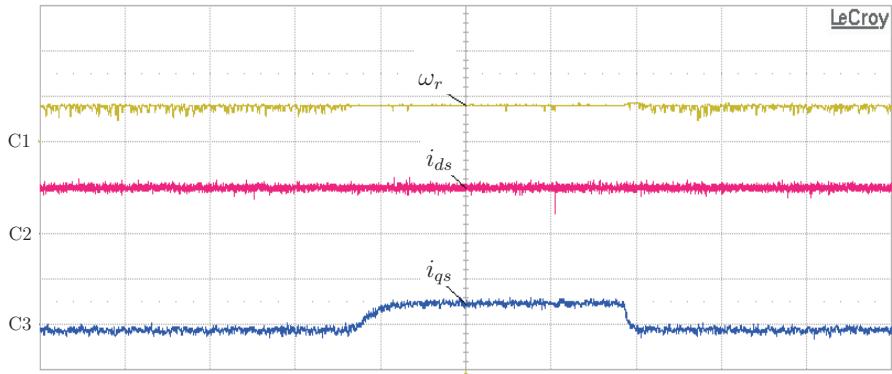


Figura 3.19: Resultados experimentais da velocidade ω_r e das correntes i_{ds}, i_{qs} no sistema de referência orientado pelo fluxo do rotor para o teste 5 (C1,C3: 0.5 pu/div; C2: 1 pu/div; 5 s/div).

3.4 Controle direto de torque fuzzy Takagi-Sugeno

A estratégia de controle proposta, ilustrada na figura 3.20, tem duas malhas de controle, uma para o fluxo do estator e outra para o torque eletromagnético. Uma das saídas do controlador fuzzy T-S proporciona o valor da tensão de referência u_{qs}^* necessária para minimizar o erro do torque eletromagnético. Assim também, a outra saída do controlador fuzzy T-S proporciona o valor da tensão de referência u_{ds}^* necessária para minimizar o erro do fluxo do estator.

Conhecido o ângulo do fluxo do estator θ_{ψ_s} em relação ao 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 orientado pelo fluxo do estator, para o sistema de referência estacionário. A tensão resultante da transformação será modulada através do bloco de modulação por vetores espaciais (MVE) para finalmente ser sintetizada pelo inversor.

A estratégia de CDT com o controlador fuzzy T-S, mostrada no diagrama de blocos da figura 3.20, tem as seguintes partes: o controlador fuzzy T-S, a transformação de coordenadas, a modulação por vetores espaciais, o cálculo do vetor espacial da tensão do estator e, a estimativa do fluxo e do torque eletromagnético.

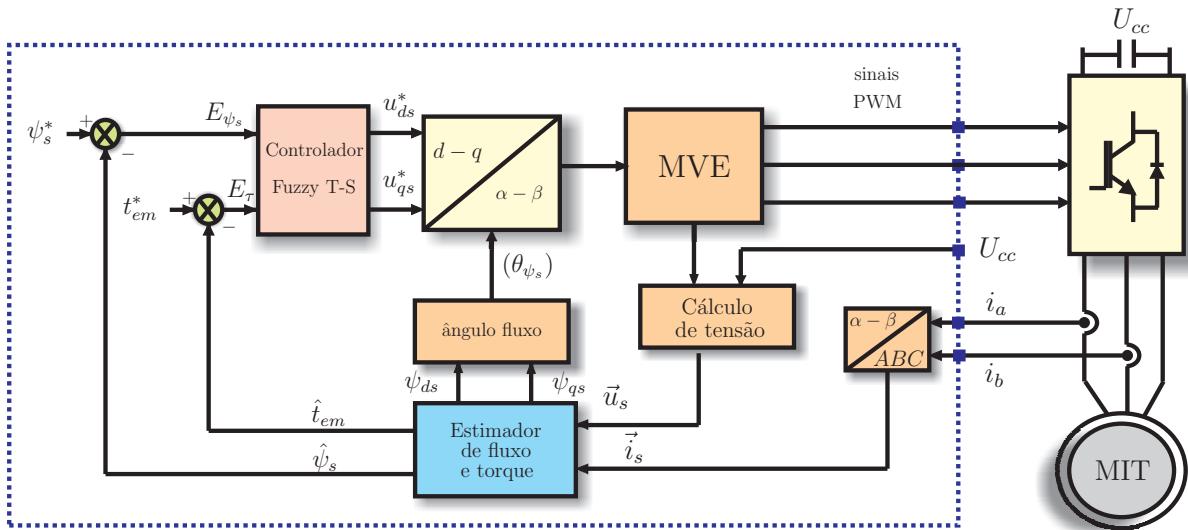


Figura 3.20: Estratégia de controle direto de torque com o controlador fuzzy Takagi-Sugeno.

A partir das equações (2.49) e (2.53) e com as considerações estabelecidas na seção 2.5.3, é possível controlar diretamente o fluxo e o torque eletromagnético quando o sistema de referência estiver alinhado com o fluxo do estator.

Através dos erros do fluxo do estator e do torque eletromagnético é possível produzir os valores de referência desacoplados das componentes real e imaginária do vetor espacial da tensão do estator através do controlador fuzzy T-S com a finalidade de minimizar os erros do fluxo do estator e do torque eletromagnético (Buja & Kazmierkowski 2004, Longji & Rulin 2004).

Por outro lado, 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 de tensão na

resistência elétrica do estator, será utilizado um controlador fuzzy T-S, sendo a saída 1 desse controlador a responsável por proporcionar a tensão u_{ds}^* adequada para controlar o fluxo do estator, então:

$$u_{ds}^* = \text{fuzzy T-S}_{\text{saída1}} \quad (3.22)$$

Assim também, a saída 2 desse controlador é responsável por proporcionar a tensão u_{qs}^* adequada para controlar o torque eletromagnético, então:

$$u_{qs}^* = \text{fuzzy T-S}_{\text{saída2}} \quad (3.23)$$

As entradas do controlador fuzzy T-S estão definidas como:

$$\text{fuzzy T-S}_{\text{entrada1}} = \psi_s^* - \hat{\psi}_s \quad (3.24)$$

$$\text{fuzzy T-S}_{\text{entrada2}} = t_{em}^* - \hat{t}_{em} \quad (3.25)$$

3.4.1 Cálculo do vetor espacial da tensão do estator

O vetor espacial da tensão do estator é calculado utilizando a equação apresentada na seção 3.3.1.

3.4.2 Estimação do fluxo do estator e do torque eletromagnético

O vetor espacial do fluxo do estator é estimado através do método de compensação adaptativa apresentado na seção 3.3.2. Conhecido o vetor espacial do fluxo do estator é possível calcular o ângulo θ_{ψ_s} em relação ao eixo real do sistema de referência estacionário, através da equação (3.26), e assim orientar o sistema de referência com o fluxo do estator.

$$\theta_{\psi_s} = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}}\right) \quad (3.26)$$

Com o fluxo do estator estimado e com o vetor espacial da corrente do estator é possível

estimar o torque eletromagnético através da equação:

$$t_{em} = \frac{3P}{2} \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (3.27)$$

O vetor espacial da corrente do estator foi calculando utilizando a equação (2.1). As correntes nas fases a e b do estator foram medidas diretamente no motor de indução, e a corrente na fase c foi calculado através de $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$ considerando um sistema equilibrado.

Lembrando que $\vec{\psi}_s = \psi_{\alpha s} + j\psi_{\beta s}$ e $\vec{i}_s = i_{\alpha s} + ji_{\beta s}$ e, com a definição de produto vetorial de dois números complexos $\vec{\psi}_s \times \vec{i}_s = \text{Im}\{\overline{\vec{\psi}_s} \vec{i}_s\}$, tem-se:

$$t_{em} = \frac{3P}{2} \text{Im}\{(\psi_{\alpha s} - j\psi_{\beta s})(i_{\alpha s} + ji_{\beta s})\} \quad (3.28)$$

$$t_{em} = \frac{3P}{2} (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (3.29)$$

3.4.3 Controlador de fluxo e de torque fuzzy Takagi-Sugeno

O controlador fuzzy Takagi-Sugeno é baseado num conjunto de regras cujos coeficientes são os mesmos que foram obtidos para o controlador fuzzy Takagi-Sugeno aplicado na estratégia FOC direto, esses coeficientes foram validados através da simulação da estratégia de CDT com o controlador fuzzy T-S. Com o objetivo de projetar o controlador, foram realizados os seguintes passos:

1. proposição de um conjunto adequado de regras;
2. escolha das variáveis de entrada/saída e sua quantização em conjuntos fuzzy;
3. definição das funções de pertinência a serem associados com as variáveis de entrada;
4. escolha do método de agregação.

O controlador fuzzy T-S, ilustrado na figura 3.21, tem como entradas o erro do fluxo do estator E_{ψ_s} e o erro do torque eletromagnético E_{τ} e, tem como saídas as componentes do vetor espacial da tensão do estator. Estas componentes são representadas no sistema de referência orientado pelo fluxo do estator. O controlador fuzzy T-S tem duas diferentes bases de regras.

Para a primeira saída u_{ds}^* , as regras têm como consequente uma combinação linear de suas entradas. Enquanto que, para a saída u_{qs}^* , as regras têm como consequente a mesma combinação linear utilizada para a primeira saída, porém com a ordem dos coeficientes trocada como se mostra na tabela 3.2 apresentada adiante.

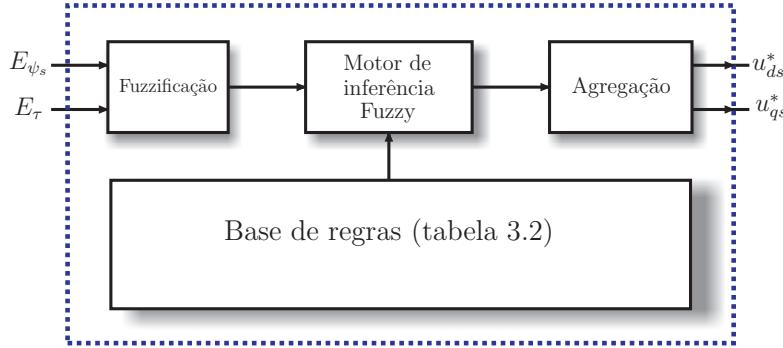


Figura 3.21: Estrutura do controlador fuzzy Takagi-Sugeno.

Funções de pertinência

As FP utilizadas no controlador fuzzy T-S são ilustradas nas figuras 3.22 e 3.23 para o erro do fluxo do estator e o erro do torque eletromagnético, respectivamente. Essas FP são utilizadas para o processo de fuzzificação e assim converter os valores numéricos em variáveis fuzzy. As FP e o universo de discurso das entradas foram ajustadas através de várias simulações utilizando também o método heurístico de tentativa e erro. O universo de discurso para o erro do fluxo do estator é definido no intervalo fechado $[-0.5, 0.5]$. As FP utilizadas para essa entrada são trapezoidais e triangulares como mostrado na figura 3.22. Assim também, o universo de discurso para o erro do torque eletromagnético é definido no intervalo fechado $[-20, 20]$, porém na figura 3.23 somente se mostra o intervalo $[-5, 5]$. Na figura 3.23, as FP utilizadas nesta entrada são também trapezoidais e triangulares. Para ambas as entradas, foram considerados os seguintes termos linguísticos N-Negativo, Ze-Zero e P-Positivo, associados aos conjuntos fuzzy.

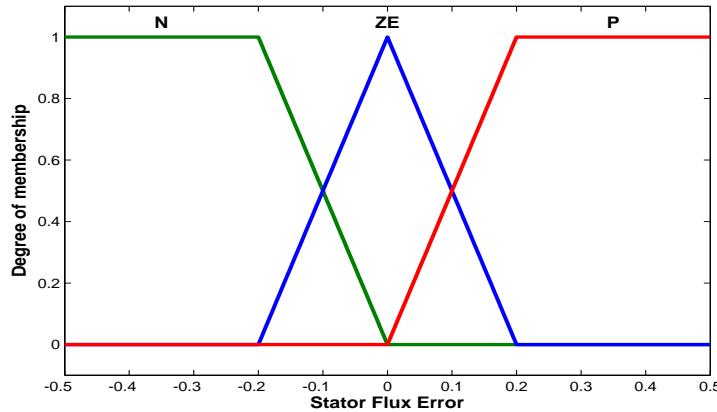


Figura 3.22: Funções de pertinência para o erro do fluxo do estator (em Weber).

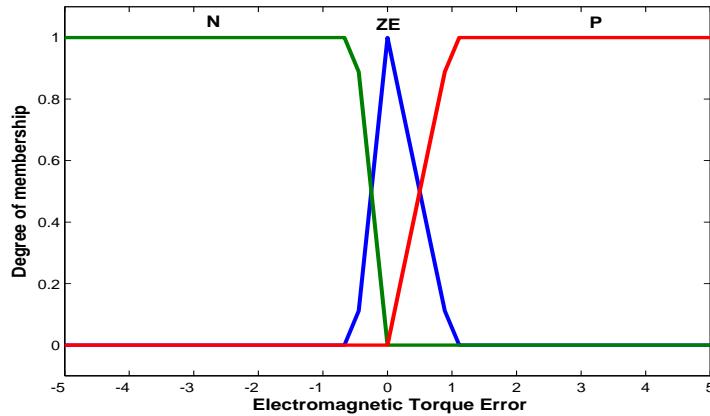


Figura 3.23: Funções de pertinência para o erro do torque eletromagnético (em N.m).

A Base de regras

A base de regras para a componente de eixo direto da tensão do estator u_{ds}^* , é definida por regras da seguinte forma:

$$R_{V_{ds}}^1 : \text{ se } E_{\psi_s} \text{ for N e } E_{\tau} \text{ for N} \quad (3.30)$$

$$\text{então } V_{ds}^{R_1} = a \cdot E_{\psi_s} + b \cdot E_{\tau}$$

Assim também a base de regras, para a componente de eixo em quadratura da tensão do

estator u_{qs}^* , é definida por regras da seguinte forma:

$$\begin{aligned} R_{V_{qs}}^1 &: \text{ se } E_{\psi_s} \text{ é N e } E_{\tau} \text{ é N} \\ &\text{então } V_{qs}^{R_1} = -b \cdot E_{\psi_s} + a \cdot E_{\tau} \end{aligned}$$

As constantes a e b são coeficientes da função polinomial de primeira ordem tipicamente presente na parte consequente dos controladores Takagi-Sugeno de primeira ordem. Observa-se que os coeficientes tanto para $V_{ds}^{R_1}$ como para $V_{qs}^{R_1}$ são os mesmos mas com a ordem trocada, não sendo necessários coeficientes diferentes para cada uma, diminuindo a quantidade de coeficientes pela metade. A base de regras completa para o cálculo de u_{ds}^* e u_{qs}^* é apresentado na tabela 3.2, considerando que ($a=5$; $b=0.1$), ($c=6.5$; $d=0.2$), ($e=8$; $f=0.1$). Lembrando que por conveniência foram mantidos os mesmos coeficientes do controlador fuzzy T-S aplicado na estratégia FOC direto. Porém o universo de discurso das entradas do controlador fuzzy T-S aplicado na estratégia FOC direto foram ajustados para as novas entradas (erro do torque e do fluxo).

Tabela 3.2: Base de regras para o cálculo de u_{ds}^* e u_{qs}^*

E_{ψ_s} / E_{τ}	N	ZE	P
N	$V_{ds}^{R_1} = a \cdot E_{\psi_s} + b \cdot E_{\tau}$ $V_{qs}^{R_1} = -b \cdot E_{\psi_s} + a \cdot E_{\tau}$	$V_{ds}^{R_2} = a \cdot E_{\psi_s} + b \cdot E_{\tau}$ $V_{qs}^{R_2} = -b \cdot E_{\psi_s} + a \cdot E_{\tau}$	$V_{ds}^{R_3} = c \cdot E_{\psi_s} + d \cdot E_{\tau}$ $V_{qs}^{R_3} = -d \cdot E_{\psi_s} + c \cdot E_{\tau}$
ZE	$V_{ds}^{R_4} = a \cdot E_{\psi_s} + b \cdot E_{\tau}$ $V_{qs}^{R_4} = -b \cdot E_{\psi_s} + a \cdot E_{\tau}$	$V_{ds}^{R_5} = c \cdot E_{\psi_s} + d \cdot E_{\tau}$ $V_{qs}^{R_5} = -d \cdot E_{\psi_s} + c \cdot E_{\tau}$	$V_{ds}^{R_6} = e \cdot E_{\psi_s} + f \cdot E_{\tau}$ $V_{qs}^{R_6} = -f \cdot E_{\psi_s} + e \cdot E_{\tau}$
P	$V_{ds}^{R_7} = c \cdot E_{\psi_s} + d \cdot E_{\tau}$ $V_{qs}^{R_7} = -d \cdot E_{\psi_s} + c \cdot E_{\tau}$	$V_{ds}^{R_8} = e \cdot E_{\psi_s} + f \cdot E_{\tau}$ $V_{qs}^{R_8} = -f \cdot E_{\psi_s} + e \cdot E_{\tau}$	$V_{ds}^{R_9} = e \cdot E_{\psi_s} + f \cdot E_{\tau}$ $V_{qs}^{R_9} = -f \cdot E_{\psi_s} + e \cdot E_{\tau}$

Método de inferência

Em geral, os operadores utilizados nas operações lógicas fuzzy são as normas triangulares, os quais podem ser divididos em t-normas (operadores AND) e s-normas (operadores OR) (Gupta & Qi 1991b)(Gupta & Qi 1991a). As t-normas realizam operações de interseção nos conjuntos fuzzy e sua escolha tem importância no controle de lógica fuzzy. A t-norma utilizada no controlador fuzzy T-S proposto é definida conforme já mostrado na seção 3.3.4 e que por conveniência

se mostra aqui novamente:

$$\mu^{R_i} = T(\mu_{E_{\psi_s}}^i, \mu_{E_\tau}^i) = \mu_{E_{\psi_s}}^i \cdot \mu_{E_\tau}^i \quad (3.31)$$

para $i = 1, \dots, n; n = 9$

$\mu_{E_{\psi_s}}^i$ e $\mu_{E_\tau}^i$ são os graus de pertinência da primeira e da segunda entrada do controlador fuzzy T-S, respectivamente, e μ^{R_i} é o valor de verdade da proposição.

Agregação

A agregação é definida de forma semelhante à seção 3.3.4 e que por conveniência se mostra aqui novamente considerando as novas variáveis:

$$u_{ds}^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu^{R_i} V_{ds}^{R_i}}{\sum_{i=1}^n V_{ds}^{R_i}} \quad (3.32)$$

$$u_{qs}^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu^{R_i} V_{qs}^{R_i}}{\sum_{i=1}^n V_{qs}^{R_i}} \quad (3.33)$$

3.4.4 Resultados da simulação e dos experimentos

As simulações foram realizadas utilizando o software de simulação MATLAB R2011b e o conjunto de blocos do Simulink e o *toolbox* de lógica fuzzy. A frequência de chaveamento do inversor trifásico de dois níveis foi ajustada em 10kHz. O fluxo de referência do estator foi ajustado no seu valor nominal 0.82 Wb.

A bancada experimental consta basicamente de circuitos eletrônicos, o inversor e, o motor de indução trifásico cujos parâmetros são apresentados no Apêndice A. Com o objetivo de verificar o correto funcionamento e estabilidade em malha fechada do sistema de controle proposto, foram realizados quatro testes: (1) aplicação de um degrau de carga (de 0 a 1.0 pu) com a velocidade constante em 0.5 pu; (2) aplicação de um degrau de carga (de 0 a 1.0 pu) com a velocidade constante em 0.3 pu; (3) reversão de velocidade (degrau de -0.5 pu a 0.5 pu) em vazio; (4) aplicação de um perfil de velocidade em vazio. A carga foi aplicada usando um freio magnético

cujo modelo matemático dinâmico não foi incluído na simulação. Porém neste caso foi aplicado na simulação um perfil de carga parecido com o obtido na parte experimental devido a dinâmica própria do freio magnético.

As figuras 3.24 e 3.25 mostram os resultados das simulações e experimentais respectivamente. Observa-se a resposta da velocidade angular instantânea do rotor ω_r , do torque eletromagnético t_{em} e, da corrente na fase a do estator i_{as} quando foi aplicado um degrau de carga (de 0 a 1.0 pu) com a velocidade constante em 0.5 pu. O torque eletromagnético e a corrente do estator aumentam para manter a carga nominal imposta, porém o torque eletromagnético apresentou uma ondulação irregular que está associado principalmente aos ruídos gerados pela alta frequência de chaveamento, isto devido a que as placas de circuito impresso foram projetados com os requerimentos mínimos desde o ponto de vista de minimização de ruídos. Assim também é possível observar uma pequena queda e um sobressinal quando a carga foi aplicada e retirada. Este comportamento mostra que o controlador de velocidade ainda pode ser melhorado o que foge do escopo deste trabalho.

As figuras 3.26 e 3.27 mostram os resultados das simulações e experimentais do módulo do fluxo do estator $|\vec{\psi}_s|$, do torque eletromagnético t_{em} e da corrente na fase a do estator i_{as} quando foi aplicado um degrau de carga (de 0 a 1.0 pu) com a velocidade constante em 0.3 pu. Nesse teste foi possível observar o comportamento desacoplado do torque eletromagnético e do fluxo do estator. Isto significa que se uma carga é aplicada (perturbação na malha de controle do torque) o fluxo do estator será mantido constante no seu valor de referência. Neste caso a referência é o fluxo nominal.

As figuras 3.28 e 3.29 mostram os resultados das simulações e experimentais da velocidade angular do rotor ω_r , do torque eletromagnético t_{em} e da corrente na fase a do estator i_{as} quando foi realizada a reversão de velocidade (degrau de -0.5 pu a 0.5 pu) em vazio. Observa-se que o tempo para a reversão de -0.5 pu a 0.5 é de aproximadamente 1.2 segundos. A forma senoidal da corrente do estator mostra que o sistema de controle funcionou bem no controle da corrente. Observa-se que a resposta da velocidade do motor na simulação tem um comportamento aproximadamente linear, quando a resposta deveria ter um comportamento aproximadamente

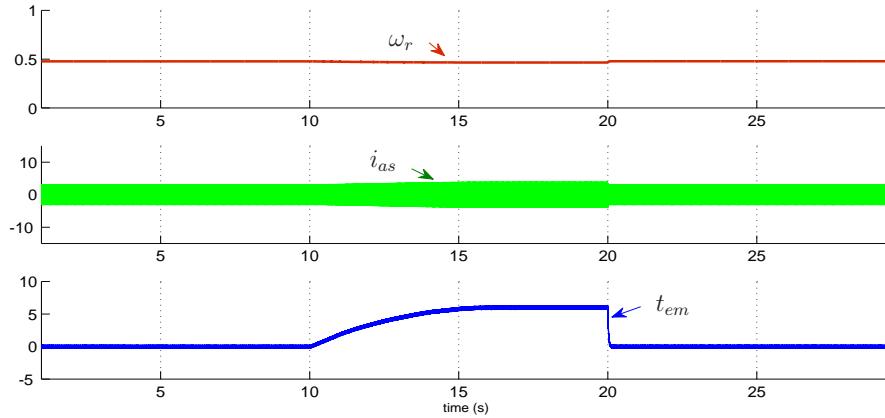


Figura 3.24: Resultados das simulações de ω_r , t_{em} e i_{as} para o teste 1.

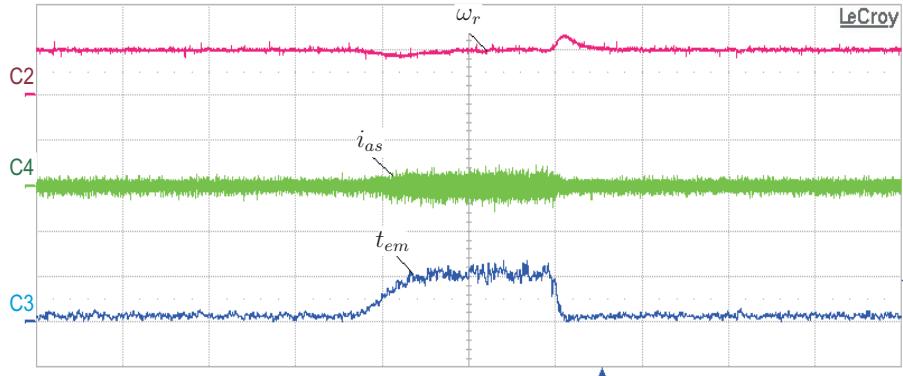


Figura 3.25: Resultados experimentais de ω_r , t_{em} e i_{as} para o teste 1 (C2: 0.5 pu/div; C3: 5 Nm/div; C4: 10 A/div; 5 s/div).

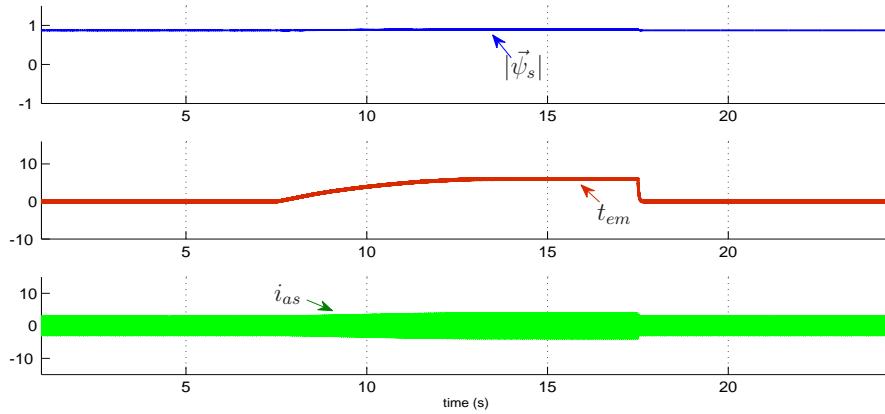


Figura 3.26: Resultados das simulações de $|\vec{\psi}_s|$, t_{em} e i_{as} para o teste 2.

exponencial, isto porque no modelo do MIT utilizado na simulação não foram consideradas as perdas por atrito e ventilação, perdas devido às correntes parasitas e histerese.

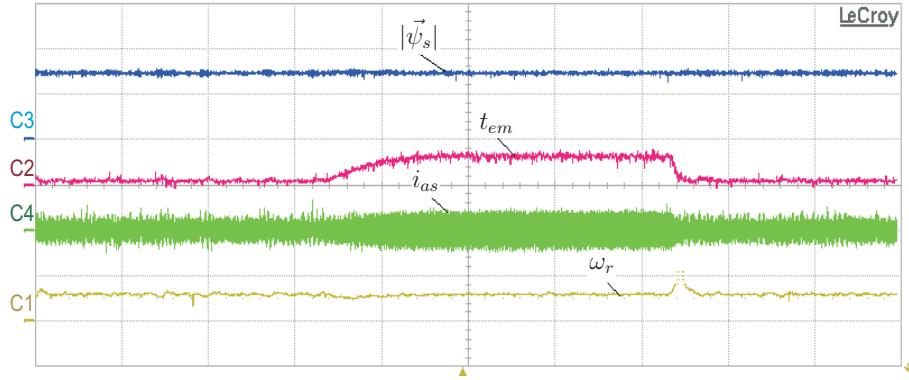


Figura 3.27: Resultados experimentais de $|\vec{\psi}_s|$, t_{em} e i_{as} para o teste 2 (C1: 0.5 pu/div; C2: 10 Nm/div; C3: 0.5 Wb/div; C4: 10A/div; 5 s/div).

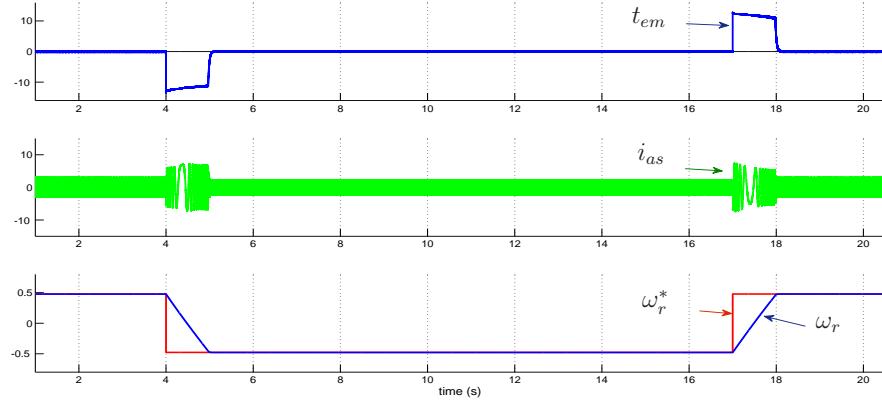


Figura 3.28: Resultados das simulações de ω_r , t_{em} e i_{as} para o teste 3.

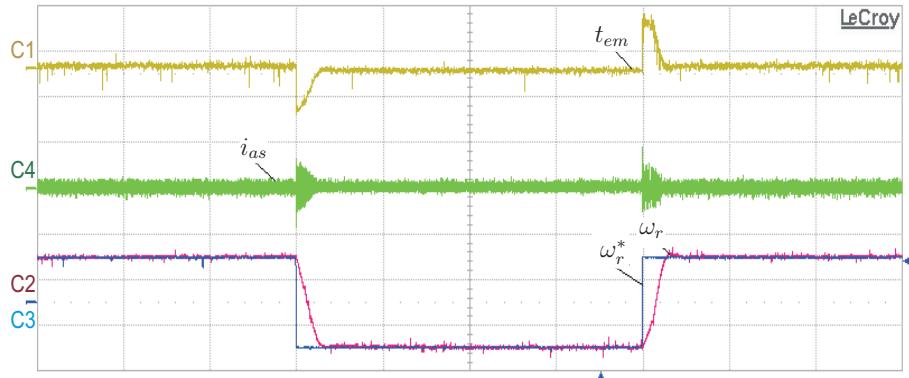


Figura 3.29: Resultados experimentais de ω_r , t_{em} e i_{as} para o teste 3 (C1: 10 Nm/div; C2, C3: 0.5 pu/div; C4: 10 A/div; 5 s/div).

As figuras 3.30 e 3.31 mostram os resultados das simulações e experimentais da velocidade angular do rotor ω_r e da corrente na fase a do estator i_{as} quando um perfil arbitrário de velocidade é aplicado na referência da velocidade em vazio. Observa-se que a velocidade segue

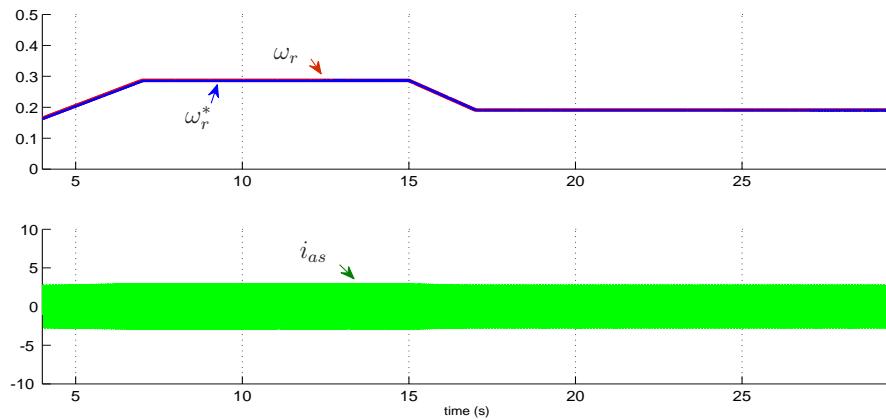


Figura 3.30: Resultados das simulações de ω_r e i_{as} para o teste 4.

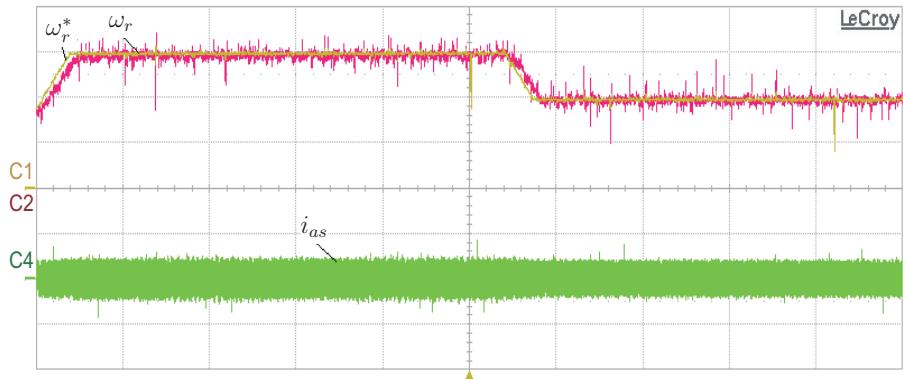


Figura 3.31: Resultados experimentais de ω_r e i_{as} para o teste 4 (C1, C2: 0.1 pu/div; C4: 5 A/div; 5 s/div).

a referência com um erro de regime menor ao 2%, este erro poderá ser zerado com um melhor projeto do controlador de velocidade o que foge ao escopo deste trabalho, observa-se também, que a corrente no estator é menor quando o motor está operando numa velocidade menor.

3.4.5 Vantagens da estratégia de controle proposta

As características do CDT com o controlador fuzzy T-S proposto são:

- Controle direto do fluxo e do torque eletromagnético.
- Controle indireto das tensões e correntes do estator.
- Forma de onda do fluxo e da corrente do estator aproximadamente senoidais.
- Pequenas oscilações do torque.

- Alto desempenho dinâmico.
- Frequência de chaveamento constante, obtida através da modulação por vetores espaciais.

As vantagens do CDT com o controlador fuzzy T-S proposto são:

- Presença de um único controlador fuzzy Takagi-Sugeno.
- Redução do custo computacional para a implementação do controlador fuzzy T-S.
- Frequência de chaveamento constante.

Como desvantagem pode-se mencionar que:

- Não foi possível controlar o torque eletromagnético em baixas velocidades.

Capítulo 4

Controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga com controle por modos deslizantes

4.1 Introdução

Apesar do bom desempenho das estratégias de controle vetorial utilizando os controladores fuzzy propostos não foi possível controlar o torque eletromagnético em baixas velocidades. Neste capítulo será utilizado os controladores por modos deslizantes porque eles demonstraram ter um grande potencial para o acionamento de motores (Lascu et al. 2004).

Neste capítulo será apresentado a estratégia de controle direto de torque baseado no controle do ângulo de carga empregando os controladores por modos deslizantes propostos. Inicialmente será apresenta-se uma breve fundamentação teórica do controle por modos deslizantes. Em seguida, detalha-se os procedimentos para o projeto dos controladores por modos deslizantes propostos e apresenta-se os resultados dos ensaios experimentais para a validação do controlador proposto.

4.2 Controle por modos deslizantes

O princípio de funcionamento do método de controle por modos deslizantes pode ser mostrado através de um exemplo apresentado em (Hung et al. 1993, Lazarini 2008) usando um sistema de segunda ordem cujo diagrama de blocos é ilustrado na figura 4.1.

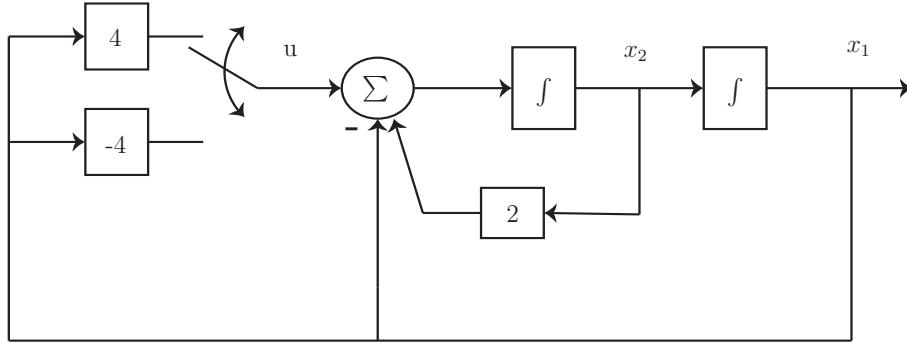


Figura 4.1: Digrama de blocos do sistema de segunda ordem.

O sistema é modelado no espaço de estados, como se segue:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -x_1 + 2x_2 + u\end{aligned}\tag{4.1}$$

considerando que:

$$u = -\kappa x_1\tag{4.2}$$

$$\kappa = \begin{cases} +4 & \text{para } s(x_1, x_2) > 0; \\ -4 & \text{para } s(x_1, x_2) < 0. \end{cases}\tag{4.3}$$

e que a função de chaveamento escolhida seja:

$$s(x_1, x_2) = x_1 \sigma\tag{4.4}$$

$$\sigma = 0.5x_1 + x_2\tag{4.5}$$

Quando a função de chaveamento $s(x_1, x_2)$ for igual a zero $s(x_1, x_2) = 0$, esta função define

uma superfície de chaveamento de $n - 1$ dimensões num espaço de n dimensões. Então, essa superfície sempre possui uma dimensão a menos do que o sistema e, nesse caso, a superfície se transforma numa reta. As retas de chaveamento $x_1 = 0$ e $\sigma = 0$, conforme ilustrado na figura 4.2, dividem o plano de fase em regiões. Para que $s(x_1, x_2) = 0$ seja satisfeita deve-se considerar que $x_1 = 0$ e/ou $\sigma = 0.5x_1 + x_2 = 0$. Considerando-se, separadamente, as regiões I e II definidas por $s(x_1, x_2) > 0$ e $s(x_1, x_2) < 0$, respectivamente, serão obtidos os seguintes subsistemas:

$$\text{Subsistema I: } \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -5x_1 + 2x_2. \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\text{Subsistema II: } \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 3x_1 + 2x_2. \end{cases} \quad (4.7)$$

O plano de fase para os subsistemas I e II são representados nas Figuras 4.3 e 4.4, respectivamente.

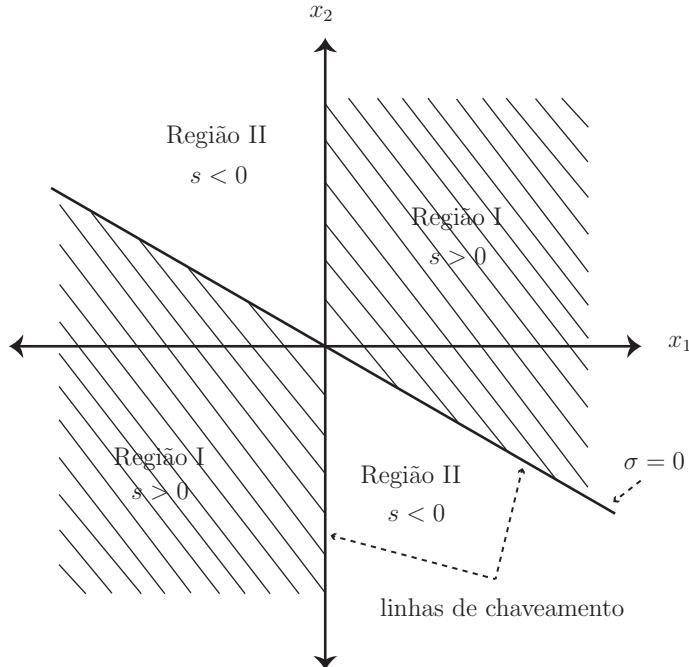


Figura 4.2: Regiões definidas pela superfície de chaveamento $s(x_1, x_2) = 0$.

mente (Hung et al. 1993, Lazarini 2008).

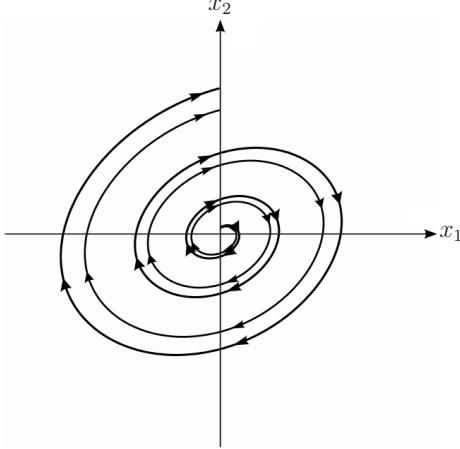


Figura 4.3: Plano de fase para o subsistema I.

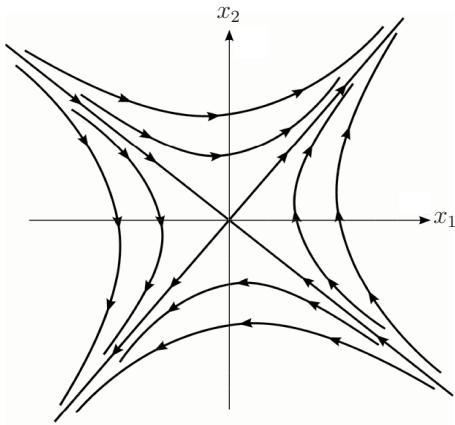


Figura 4.4: Plano de fase para o subsistema II.

A ideia principal do método de controle via modos deslizantes é conduzir o estado do sistema de uma condição inicial qualquer para o estado desejado (ponto de equilíbrio representado pela origem do plano de fase) através de uma superfície de chaveamento. Com um projeto adequado, alternando constantemente a estrutura do sistema, é possível estabilizar a resposta de um sistema naturalmente instável (Lazarini 2008).

A partir de m entradas de controle, o plano de fase do sistema dado pelas equações (4.1) a (4.3) será composto através de 2^m subsistemas, selecionados pela lei de chaveamento expressa pela função $\text{sinal}(s)$. O comportamento resultante será descrito através das trajetórias do sistema sobre a superfície de chaveamento $s(x_1, x_2) = 0$. A figura 4.5, ilustra o plano de fase resultante da composição de ambos os subsistemas através das funções de chaveamento anteriormente propostas.

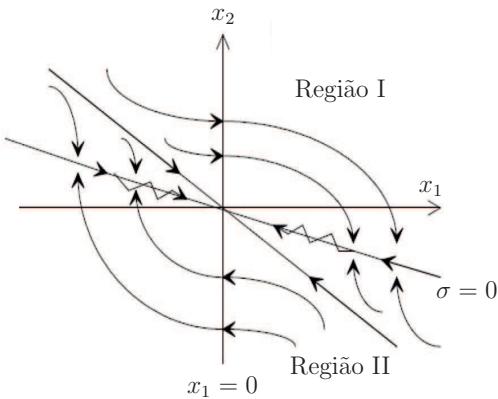


Figura 4.5: Plano de fase resultante da aplicação da função de chaveamento.

Sobre a reta $x_1 = 0$, as trajetórias de fase das regiões I e II são unidas sem qualquer ambiguidade, não existindo nenhum movimento característico exceto pelas descontinuidades sobre a direção do movimento (Hung et al. 1993, Guedes 2010).

Sobre a reta $\sigma = 0.5x_1 + x_2 = 0$, a qual é, em si mesma, uma equação dinâmica, a trajetória do sistema se dá sobre a própria linha de chaveamento, pois a reta $\sigma = 0$ contém somente pontos finais das trajetórias vindas de ambos os lados, estabelecendo assim uma trajetória especial sobre $\sigma = 0$. Este tipo de movimento é denominado modos deslizantes e suas soluções dependem somente do ganho associado à variável de estado x_1 , sendo invariante em relação aos parâmetros da planta e aos distúrbios externos (Hung et al. 1993, Guedes 2010).

O movimento do sistema acontece em duas etapas, o modo de convergência também denominado modo de aproximação (*reaching phase* ou *reaching mode*) (como se vê na figura 4.6(a)), quando, a partir de qualquer ponto inicial, o estado do sistema deve ser conduzido em direção à superfície de chaveamento (no exemplo é uma reta de chaveamento) e alcança-a em tempo finito e, uma vez que o estado atinge essa superfície, fica aprisionado nela e é conduzido diretamente para a origem do plano, condição essa que é chamada de modo deslizante (*sliding mode*) (veja a figura 4.6(b)) (Hung et al. 1993, Lazarini 2008, Guedes 2010, Tan et al. 2012).

Garantida a condição de convergência para o controle em modos deslizantes, a origem representa o estado de equilíbrio do sistema. A operação em modos deslizantes representa o comportamento transitório, onde a dinâmica do sistema é, usualmente, de ordem menor do que o próprio sistema e é determinada apenas pelos parâmetros da superfície de chaveamento (Hung

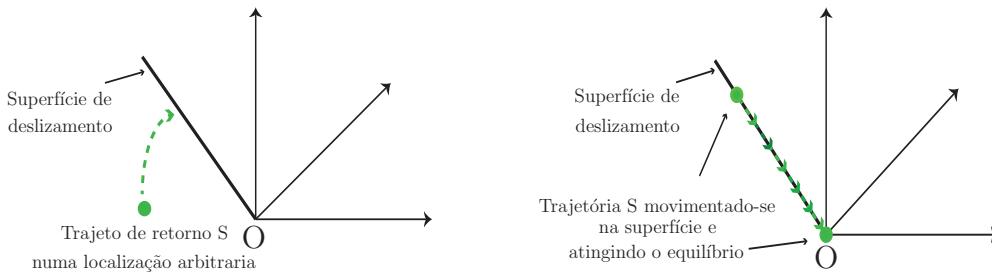


Figura 4.6: Modo de aproximação (a) e modo de deslizamento.

et al. 1993, Guedes 2010).

Quando a trajetória do sistema coincide com a superfície $\sigma = 0$, a equação (4.5) representa o movimento do sistema e pode ser reescrita na forma de uma equação diferencial de primeira ordem apresentada na equação (4.8), cuja solução é calculada na forma $x_1(t) = x_1(t_0)e^{-c(t-t_0)}$.

$$0.5x_1 + \dot{x}_1 = 0 \quad (4.8)$$

É possível demonstrar que essa solução não depende nem de parâmetros da planta nem de eventuais distúrbios não modelados (Utkin et al. 1999). Essa propriedade é denominada invariância e é bastante interessante do ponto de vista de projeto de controladores com realimentação, manifestando-se apenas durante a etapa de modos deslizantes. Ilustra-se na figura 4.7 um exemplo de trajetória percorrida pelo estado do sistema a partir de um ponto inicial arbitrário. Iniciando na região II, o sistema evolui e passa para a região I e a seguir atinge a superfície de chaveamento, sendo então conduzido à origem do plano. Uma vez na origem do plano, o estado fica aprisionado na sua vizinhança (Lazarini 2008).

O método de controle por modos deslizantes, quando utilizado para o acionamento de motores com inversores, leva a uma operação de chaveamento do inverter com frequência variável. A operação com frequência de chaveamento variável ocasiona considerável aumento das perdas por chaveamento, o que aumenta sua temperatura de operação e obriga o uso de maiores dissipadores de calor ou ventilação forçada.

A fim de evitar esses efeitos negativos e ao custo de uma resposta dinâmica mais lenta, nesse trabalho foi implementada uma técnica especial de modos deslizantes que trabalha com

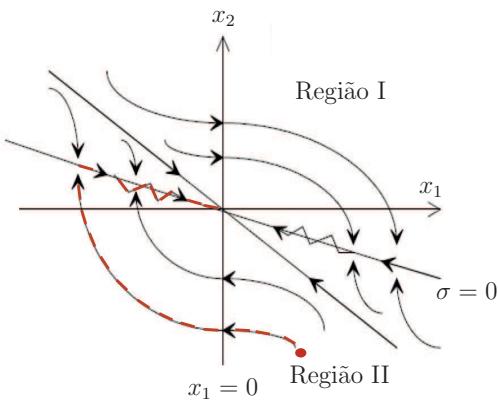


Figura 4.7: Trajetória do sistema controlado por modos deslizantes para uma condição inicial.

frequência de chaveamento fixa usando a modulação em largura de pulsos por vetores espaciais para o controle do inversor (Lascu et al. 2004, Lazarini & Ruppert 2008).

4.3 Controle direto de torque baseado no ângulo de carga com o controle por modos deslizantes

Para a proposta da estratégia de CDT com o controle por modos deslizantes (CMD), toma-se como base a estratégia descrita na seção 2.5.4. Esta estratégia basicamente controla o ângulo de carga existente entre o vetor espacial do fluxo do estator e o vetor espacial do fluxo do rotor. Controlando o ângulo de carga é possível controlar o torque eletromagnético. Esta estratégia em específico, é igual à estratégia proposta em (Takahashi & Noguchi 1986) e evita a transformação de coordenadas.

A figura 4.8 mostra o diagrama de blocos da estratégia de CDT baseado no controle do ângulo de carga com os controladores por modos deslizantes propostos, que é uma nova estratégia baseada em (Rodriguez et al. 2004). A estratégia proposta por Rodriguez *et al.* não possibilita o controle do vetor espacial do fluxo do estator. Isto acontece pelo fato dela não possuir um controlador para este propósito, o que, compromete o controle do torque eletromagnético. Na estratégia proposta foi utilizada o método de controle por modos deslizantes porque esses controladores operam de maneira diferente aos reguladores PI. Isto ocorre porque o esforço de controle é sempre o máximo possível, no sentido de reduzir os erros do torque e do fluxo. Assim,

é possível obter uma resposta mais rápida no controle do fluxo do estator e, por consequência, no torque eletromagnético.

Observa-se que nesta estratégia como nas estratégias anteriores que somente é necessário medir a tensão no barramento CC e a corrente de duas das fases do MIT. Calcula-se internamente o vetor espacial da tensão do estator, a referência do fluxo do estator e, estima-se o torque eletromagnético e o fluxo do estator.

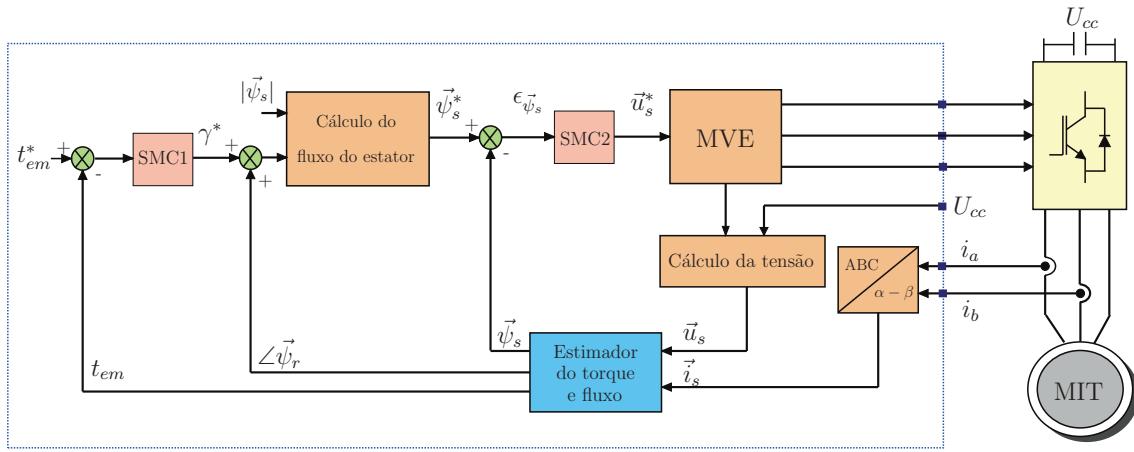


Figura 4.8: Controle direto de torque com o controle por modos deslizantes.

4.3.1 Cálculo do fluxo do estator de referência

O vetor espacial do fluxo do estator de referência $\vec{\psi}_s^*$ é decomposto nas suas componentes $\psi_{\alpha s}^*$ e $\psi_{\beta s}^*$. A soma do ângulo de carga γ^* , proporcionado pelo controlador por modos deslizantes SMC1, e o ângulo do vetor espacial do fluxo do rotor estimado $\angle \vec{\psi}_r$ resulta no ângulo do vetor espacial do fluxo do estator de referência.

Nesta estratégia, a magnitude do vetor espacial do fluxo do estator de referência é considerado constante (ajustado no seu valor nominal). Então tem-se a seguinte relação para o cálculo do vetor espacial do fluxo do estator:

$$\vec{\psi}_s^* = |\vec{\psi}_s^*| \cos(\angle \vec{\psi}_r + \gamma^*) + j |\vec{\psi}_s^*| \sin(\angle \vec{\psi}_r + \gamma^*) \quad (4.9)$$

O vetor espacial da tensão do estator é calculado utilizando a equação apresentada na seção 3.3.1.

A estimativa do vetor espacial do fluxo do estator e do torque eletromagnético é detalhado no seção 3.4.2.

4.3.2 Controladores por modos deslizantes para o fluxo e o torque

Na estratégia proposta tem-se o controlador de torque eletromagnético por modos deslizantes SMC1, cuja entrada é o erro do torque eletromagnético $\epsilon_{t_{em}} = t_{em}^* - t_{em}$. O controlador SMC1 proporciona o valor do ângulo de carga γ^* de tal forma a minimizar o erro do torque eletromagnético.

O erro do fluxo do estator $\epsilon_{\vec{\psi}_s}$ é a entrada do controlador de fluxo por modos deslizantes SMC2. Assim, o controlador SMC2 calcula o vetor espacial da tensão do estator ótimo que mantém o fluxo do estator constante, permitindo assim o controle do torque eletromagnético produzido. Portanto, o inversor recebe os valores ótimos das componentes de eixo direto e em quadratura do vetor espacial da tensão do estator a serem sintetizados a cada período de chaveamento.

Para se obter uma superfície de chaveamento que proporcione um comportamento semelhante ao CDT, esta é definida como o erro entre as referências e o valor atual das variáveis controladas (Utkin 1993, Lascu et al. 2004).

$$\epsilon_{t_{em}} = t_{em}^* - t_{em} \quad (4.10)$$

$$\epsilon_{\psi_{\alpha s}} = \psi_{\alpha s}^* - \psi_{\alpha s} \quad (4.11)$$

$$\epsilon_{\psi_{\beta s}} = \psi_{\beta s}^* - \psi_{\beta s} \quad (4.12)$$

A superfície de chaveamento S_1 é definida, conforme (Utkin 1992) e considerando a equação (4.10), como:

$$S_1 = \epsilon_{t_{em}} + c_{t_{em}} \cdot \frac{d(\epsilon_{t_{em}})}{dt} \quad (4.13)$$

e o conjunto S_2 da superfície de chaveamento é definido, considerando as equações (4.11)

e (4.12), como:

$$S_2 = \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \epsilon_{\psi_{\alpha s}} + c_{\psi_s} \cdot \frac{d(\epsilon_{\psi_{\alpha s}})}{dt} \\ \epsilon_{\psi_{\beta s}} + c_{\psi_s} \cdot \frac{d(\epsilon_{\psi_{\beta s}})}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

As equações diferenciais de primeira ordem que governam a dinâmica dos erros do torque e de fluxo são:

$$c_{t_{em}} \cdot \frac{d(\epsilon_{t_{em}})}{dt} = \epsilon_{t_{em}} \quad (4.15)$$

e

$$c_{\psi_s} \cdot \frac{d(\epsilon_{\psi_{\alpha s}})}{dt} = \epsilon_{\psi_{\alpha s}} \quad (4.16)$$

$$c_{\psi_s} \cdot \frac{d(\epsilon_{\psi_{\beta s}})}{dt} = \epsilon_{\psi_{\beta s}} \quad (4.17)$$

Nessas equações $c_{t_{em}}$ e c_{ψ_s} são constantes definidas de acordo com a resposta dinâmica desejada para o sistema.

O objetivo do sistema de controle é fazer com que o estado do sistema vá para $S_1 = 0$ e $S_2 = 0$ e que lá permaneça no ponto de equilíbrio definido na superfície de chaveamento (origem). Se o estado do sistema for tal que $S_1 \neq 0$ e $S_2 \neq 0$, um esforço de controle será produzido para levá-lo a uma nova condição mais próxima da superfície de chaveamento.

A fase em que o sistema tenta alcançar a superfície de chaveamento é chamada de fase de convergência ou aproximação. Quando o sistema alcança a superfície $S_1 = 0$ e $S_2 = 0$, atinge-se a fase denominada modo deslizante. A dinâmica do sistema passa a ser governada pela dinâmica imposta pelas superfícies de chaveamento $S_1 = 0$ e $S_2 = 0$, pois o estado do sistema é impedido de deixar a superfície pelo controlador, produzindo rapidamente um esforço de controle de modo a manter o sistema muito próximo da superfície de chaveamento. As leis de controle que reproduzem esse comportamento são (Lascu et al. 2004):

$$\gamma^* = (k_{P_{t_{em}}} + k_{I_{t_{em}}} \frac{1}{s}) \text{eval}(S_1) \quad (4.18)$$

$$u_{\alpha s}^* = (k_{P_\psi} + k_{I_\psi} \frac{1}{s}) \text{eval}(s_3) \quad (4.19)$$

$$u_{\beta s}^* = (k_{P\psi} + k_{I\psi} \frac{1}{s}) \text{eval}(s_4) \quad (4.20)$$

Nessas equações $s = d/dt$ e, $k_{Pt_{em}}, k_{It_{em}}$, $k_{P\psi}$ e $k_{I\psi}$ são os ganhos dos reguladores PI. O ângulo γ^* tem duas componentes, uma componente descontínua que é controlada por $k_{Pt_{em}}$ e, uma componente linear lenta que é controlada por $k_{It_{em}}$. Um valor grande para $k_{Pt_{em}}$ acelera a resposta do ângulo de carga e em consequência acelera a resposta do torque eletromagnético durante o transitório porém, aumenta o *chattering* no regime permanente. Um valor grande para $k_{It_{em}}$ faz com que o comportamento quase linear predomine. Um equilíbrio adequado entre o comportamento quase linear do PI e o comportamento chaveado do CDT pode ser encontrado com a seleção apropriada desses ganhos. Sem a presença do PI o comportamento seria unicamente descontínuo e portanto o *chattering* aumentaria.

As referências das componentes do vetor espacial da tensão do estator $u_{\alpha s}^*$ e $u_{\beta s}^*$ têm também duas componentes, assim como para o controle do ângulo γ^* , $k_{P\psi}$ controla a componente descontínua e $k_{I\psi}$ controla a componente linear lenta. O equilíbrio entre uma resposta rápida e baixa ondulação é obtida com a seleção apropriada desses ganhos.

O procedimento para o projeto dos modos deslizantes requer que os ganhos do controle por estrutura variável sejam grandes o suficiente para compensar as incertezas do modelo, perturbações e, garantir a estabilidade. Pode ser provado que valores grandes para os ganhos proporcionais $k_{Pt_{em}}$ e $k_{P\psi}$, satisfazem a condição de estabilidade $S \frac{dS}{dt} < 0$ (Lascu et al. 2004).

A função *eval*, equação (4.21), é responsável por determinar qual será a reação do sistema em função da posição do estado no espaço de estados, de uma maneira normalizada de -1 a 1. A função eval pode ser a função sinal, a função de histerese ou uma função linear com saturação como se observa na figura 4.9 (Lazarini 2008).

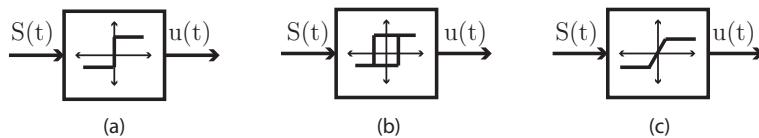


Figura 4.9: Funções *eval* utilizados no CMD (a) sinal (b) histerese e (c) linear com saturação.

A função sinal é simples e descontínua e facilmente implementável utilizando um relé que calcula instantaneamente a trajetória S. No entanto, a implementação do CMD utilizando esta

função resulta num sistema chaveado de alta frequência produzindo o *chattering*.

A função histerese, por causa da banda de histerese diminui a frequência de chaveamento, como consequência a trajetória S do sistema opera na vizinhança $\pm\Delta$ da superfície de chaveamento com uma oscilação controlada. O efeito do *chattering* estará em função do Δ .

Neste trabalho utiliza-se a função linear com saturação nos valores máximos e mínimos como se observa na equação (4.21). Essa função tem como principal vantagem a sensível redução da ondulação no estado quando se está próximo da superfície de chaveamento, e também a redução do erro de regime permanente. Entretanto, propriedades como a invariância paramétrica terão sua característica reduzida, devido à suavidade da curva próxima a região da superfície de chaveamento (Hung et al. 1993).

$$\text{eval}(x) = \begin{cases} x \cdot k_{ev} & \text{se } L_{min} < x < L_{max}, \\ L_{max} & \text{se } x \geq L_{max}, \\ L_{min} & \text{se } x \leq L_{min} \end{cases} \quad (4.21)$$

Com $L_{min} = -1$ e $L_{max} = 1$ que são os limites mínimo e máximo, respectivamente. A constante k_{ev} está diretamente relacionada com a dinâmica do sistema. Os diagramas de blocos dos controladores em modos deslizantes para o CDT são ilustradas nas figuras 4.10 e 4.11. Os sinais de referência são comparados com os valores estimados e as superfícies S_1 , s_3 e s_4 são calculadas pelas equações (4.13) e (4.14). A lei de controle é então aplicada às superfícies. Os valores da tensão do estator de eixo direto e em quadratura são calculados pelas equações (4.19) e (4.20), sendo então sintetizadas pelo inversor operando com uma frequência de chaveamento fixa utilizando a modulação por vetores espaciais.

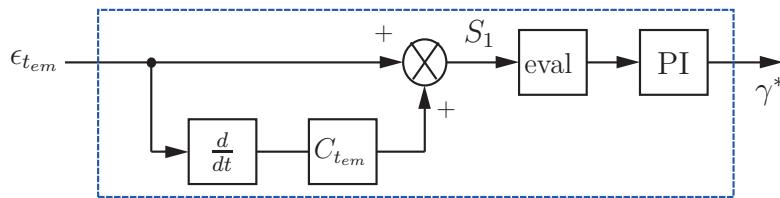


Figura 4.10: Controlador por modos deslizantes para o torque SMC1.

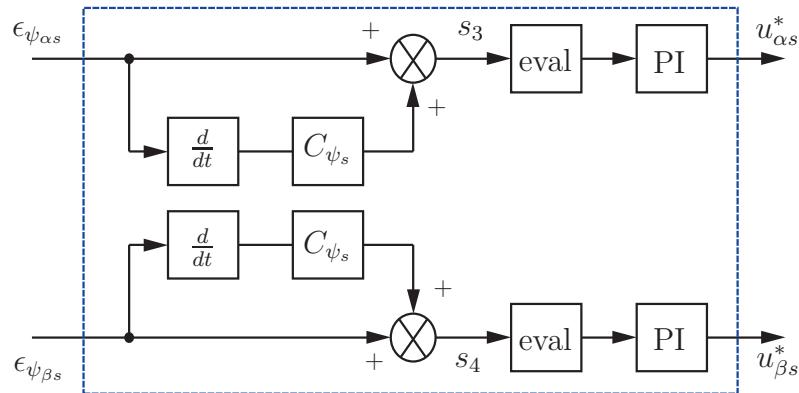


Figura 4.11: Controlador por modos deslizantes para o fluxo SMC2.

4.4 Resultados experimentais

A bancada montada para a realização dos ensaios experimentais será descrita detalhadamente no Apêndice A. Os ganhos dos controladores PI considerados na implementação foram $k_{P_{t_{em}}} = 0,0008$, $k_{I_{t_{em}}} = 0,01$, $k_{P_\psi} = 3$ e $k_{I_\psi} = 0,0001$.

Com o objetivo de verificar o correto funcionamento e estabilidade em malha fechada da estratégia de controle proposta, foram realizados cinco testes: (1) aplicação de um degrau de carga (de 0 a 1.0 pu) com a velocidade constante em 0.5 pu; (2) aplicação de um degrau de carga (de 0 a 1.0 pu) com a velocidade constante em 0.01 pu (18 rpm); (3) aplicação de um degrau na referência da velocidade (degrau de -0.5 pu a 0.5 pu) em vazio; (4) aplicação de um perfil de velocidade com o freio magnético energizado; (5) aplicação de um degrau de carga (0 pu a 1.0 pu) com a malha de velocidade aberta.

As figuras 4.12 e 4.13 mostram os resultados de simulação e experimentais da magnitude do fluxo do estator, do torque eletromagnético e da corrente na fase *a* do estator, quando foi aplicado uma carga de 0 a 1.0 pu com a velocidade constante em 0.5 pu. O torque eletromagnético aumenta para manter a carga nominal imposta. Também foi possível observar que o fluxo do estator se mantém constante durante a aplicação da carga, este comportamento mostra que as duas componentes foram desacopladas corretamente e o controle esta operando satisfatoriamente. Na figura 4.14 tem-se a resposta experimental deste teste para a estratégia proposta em (Rodriguez et al. 2004), observa-se que existe um erro de aproximadamente 12% na magnitude do fluxo do estator quando foi aplicado a carga, isto porque essa estratégia não possui

um controlador de fluxo e seu princípio de funcionamento parte da suposição de que a queda na resistência elétrica do estator é desprezível e, portanto a variação do fluxo num curto intervalo de tempo não é necessariamente proporcional à variação da tensão do estator. Sendo assim, esta estratégia não consegue controlar o fluxo do estator como se observa na figura 4.14.

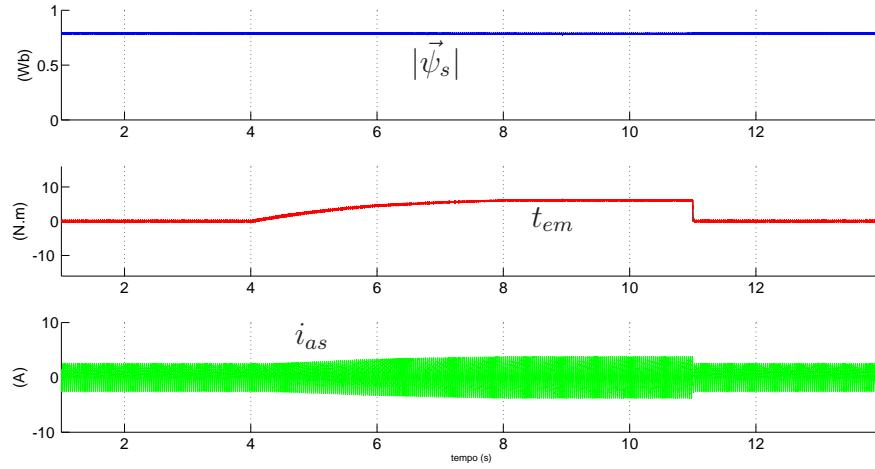


Figura 4.12: Resultados de simulação do $|\vec{\psi}_s|$, do t_{em} e da i_{as} para o *teste 1* para a estratégia de CDT com CMD .

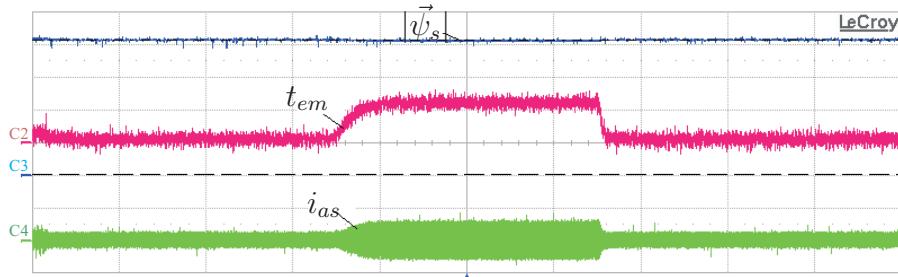


Figura 4.13: Resultados experimentais do $|\vec{\psi}_s|$, do t_{em} e da i_{as} para o *teste 1* para a estratégia de CDT com CMD (C2: 5 Nm/div; C3: 0.2 Wb/div; C4: 5 A/div; 10s/div).

Ainda para o teste 1, as figuras 4.15 e 4.16 mostram os resultados de simulação e experimentais do comportamento da velocidade ω_r , do torque eletromagnético e da corrente na fase a do estator. Observa-se na parte experimental um pequeno sobressinal quando a carga é retirada. Assim também as figuras 4.17 e 4.18 mostram os resultados de simulação e experimentais das componentes dos eixos direto e em quadratura do fluxo do estator, quando o motor está operando em regime permanente com a velocidade constante em 0.5 pu, com a carga nominal. As

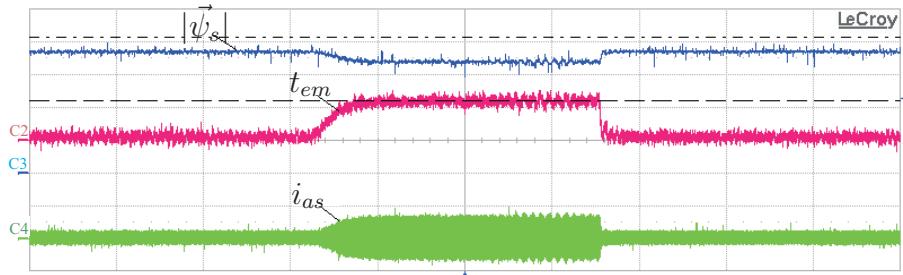


Figura 4.14: Resultados experimentais do $|\vec{\psi}_s|$, do t_{em} e da i_{as} para o teste 1 para a estratégia de Rodríguez *et al.* (C2: 5 Nm/div; C3: 0.2 Wb/div; C4: 5 A/div; 10s/div).

componentes do fluxo do estator tem uma forma sinusoidal e de magnitude constante, como foi possível verificar através destes resultados.

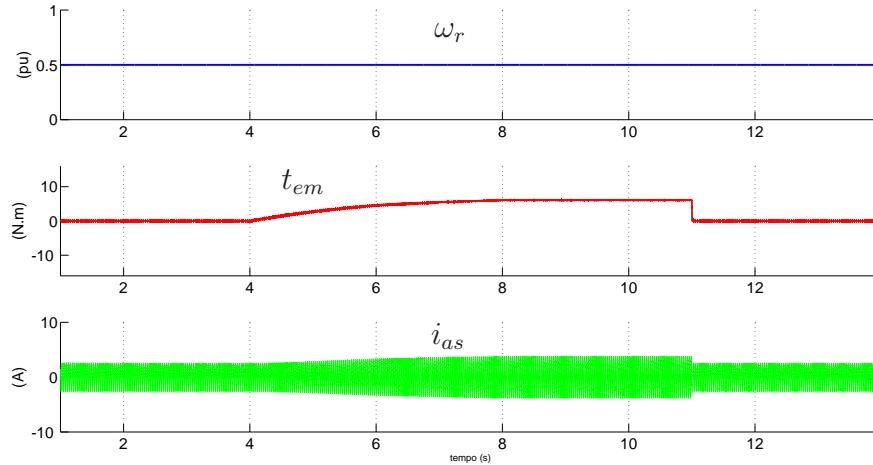


Figura 4.15: Resultados de simulação da ω_r , do t_{em} e da i_{as} para o teste 1 para a estratégia de CDT com CMD .

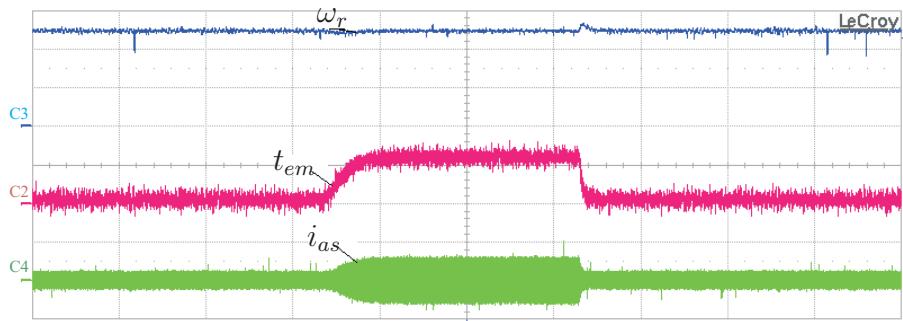


Figura 4.16: Resultados experimentais da ω_r , do t_{em} e da i_{as} para o teste 1 para a estratégia de CDT com CMD (C2: 5 Nm/div; C3: 0.2 pu/div; C4: 5 A/div; 10s/div).

A figura 4.19 mostra os resultados experimentais para o teste em baixa velocidade, observa-

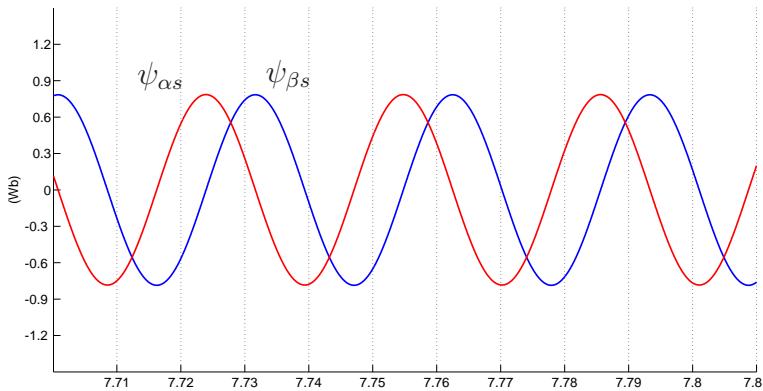


Figura 4.17: Resultados de simulação para as componentes dos eixos direto e em quadratura do fluxo do estator para o *teste 1*, para a estratégia de CDT com CMD.

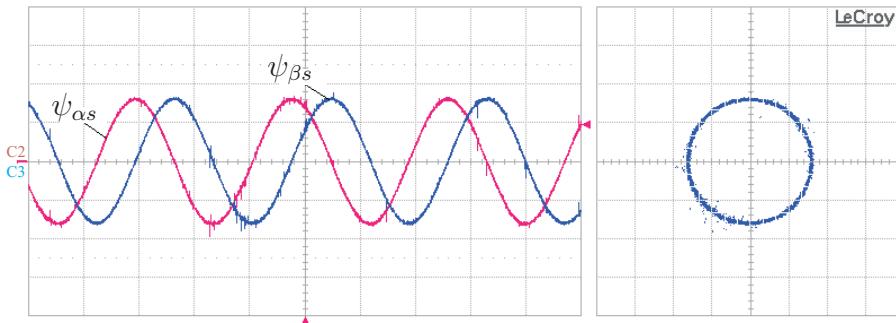


Figura 4.18: Resultados experimentais para as componentes dos eixos direto e em quadratura do fluxo do estator para o *teste 1*, para a estratégia de CDT com CMD (C2: 0.5 Wb/div; C3: 0.5 Wb/div; 10 ms/div).

se o comportamento do torque eletromagnético, da magnitude do fluxo do estator e, a corrente na *fase a* do MIT, quando foi aplicado uma carga de 0 a 1.0 pu com a velocidade constante em 0.01 pu (18 rpm). A ondulação (*ripple*) do torque eletromagnético aumentou em relação ao teste 1, quando a velocidade de operação era de 0.5 pu. Mesmo assim, isto demonstra que a estratégia de CDT-CMD funcionou satisfatoriamente para operações em baixa velocidade.

As figuras 4.20 e 4.21 mostram os resultados de simulação e experimentais da velocidade angular do rotor quando é aplicado um degrau na referência de velocidade (de -0,5 pu a 0,5 pu), em vazio. Neste teste, a velocidade do rotor segue a referência adequadamente. Observa-se que o rotor toma aproximadamente 1.2 segundos para completar a reversão imposta de -0,5 pu a 0,5 pu.

A figura 4.22 mostra a resposta experimental da velocidade ω_r , do torque t_{em} e da corrente

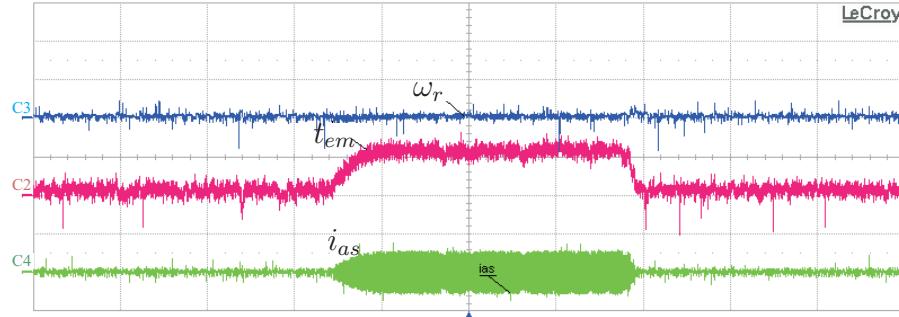


Figura 4.19: Resultados experimentais da ω_r , do t_{em} e da i_{as} para o *teste 2* para a estratégia de CDT com CMD (C2: 5 Nm/div; C3: 0.2 Wb/div; C4: 5 A/div; 10s/div).

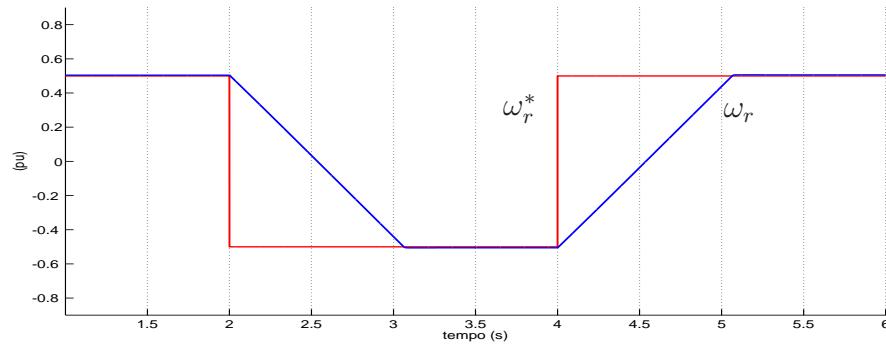


Figura 4.20: Resultado de simulação da velocidade ω_r para o *teste 3* para a estratégia de CDT com CMD.

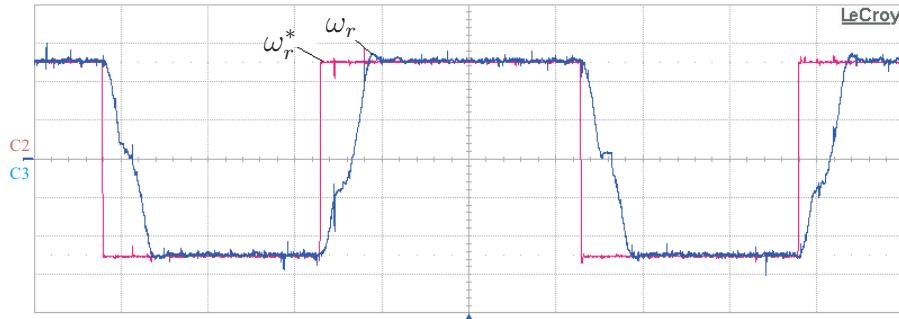
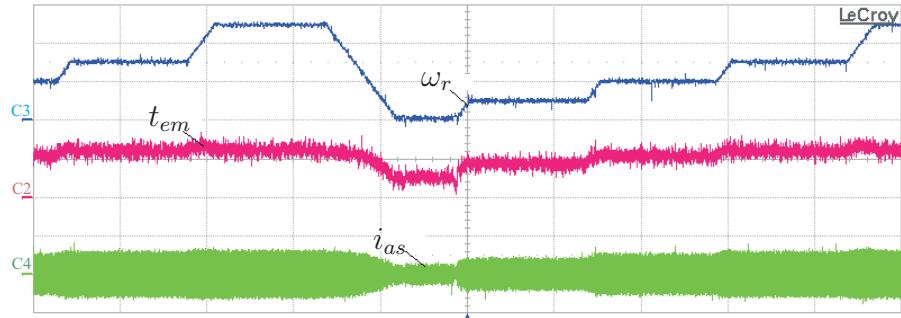


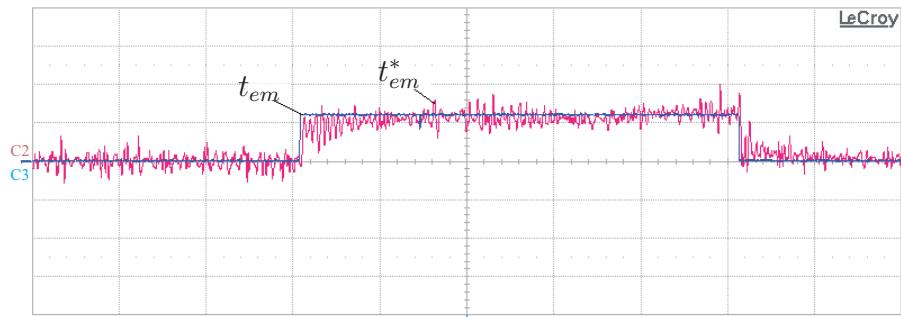
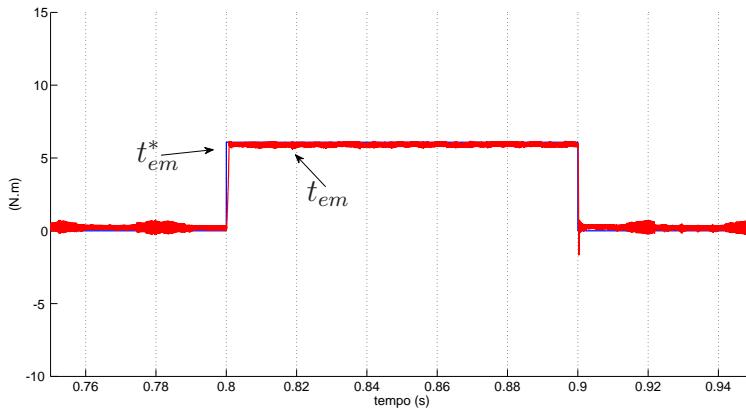
Figura 4.21: Resultado experimental da velocidade ω_r para o *teste 3* para a estratégia de CDT com CMD (C2: 0.2 pu/div; C3: 0.2 pu/div; 2 s/div).

i_{as} quando foi aplicado de um perfil de velocidade com o freio magnético energizado. Observa-se que a velocidade ω_r segue a referência do perfil arbitrário de velocidade. O torque t_{em} aumenta com o aumento da velocidade [característica do freio eletromagnético acionado por correntes induzidas (Freio de Foucault)] e, diminui quando a velocidade do motor diminui.

Nas figuras 4.23 e 4.24 observam-se os resultados de simulação e experimentais do torque



eletromagnético t_{em} quando a malha de velocidade foi aberta. Foi aplicado diretamente um degrau de torque na referência. Neste teste foi verificado que a resposta do torque eletromagnético foi rápida (menor que 5 ms), o qual é condizente com as estratégias propostas na literatura.



Com o objetivo de verificar robustez da estratégia de CDT-CMD proposta ante variações

da resistência elétrica do estator, foi aumentado a resistência elétrica do estator em 20%. Na figura 4.25 observa-se que o a referência de torque acompanha a referência sem erro de regime, entanto que o fluxo tem um erro de regime menor que 2% quando a carga foi aplicada. Em consequência a estratégia pode ser considerada robusta se considerarmos que a variação da resistência elétrica do estator em operação normal é menor que os 20% considerados nesta simulação. Este erro deve-se principalmente ao erro na estimativa do ângulo do fluxo do rotor o que leva a um erro no cálculo da referência do fluxo do estator. Portanto, o controlador por modos deslizantes para o fluxo segue esta referência com erro. A robustez não pode ser validada experimentalmente devido à dificuldade de variar com exatidão a resistência elétrica do estator no MIT gaiola de esquilo utilizado.

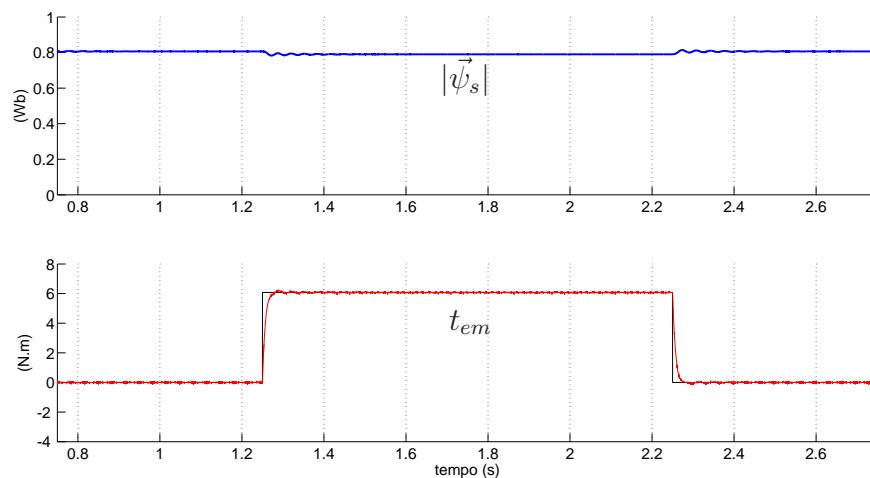


Figura 4.25: Resultados de simulação do $|\vec{\psi}_s|$ e do t_{em} para uma variação na resistência elétrica do estator de 20%, na estratégia de CDT com CMD.

4.4.1 Vantagens e desvantagens

As características do CDT-CMD baseado no controle do ângulo de carga 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 vantagens do CDT-CMD baseado no controle do ângulo de carga são:

- Não precisa de transformação de coordenadas nas malhas de controle.
- Controle do vetor espacial do fluxo do estator sem erro de regime.
- Robustez ante variações da resistência elétrica do estator.

Uma das desvantagem do CDT-CMD baseado no controle do ângulo de carga é:

- O aumento na quantidade de parâmetros a serem ajustados.

Capítulo 5

Conclusões

Nesta tese foram propostos dois controladores para as estratégias de controle vetorial de motores de indução trifásicos, o primeiro baseado em técnicas de controle fuzzy e o segundo baseado em controle por modos deslizantes.

O controlador fuzzy Takagi-Sugeno proposto, quando empregado na estratégia de CDT, tem como entradas os erros do fluxo do estator e do torque eletromagnético e, como saídas as componentes de eixo direto e em quadratura do vetor espacial da tensão do estator. Essa tensão é sintetizada pelo inversor através da modulação por vetores espaciais e assim minimiza os erros do fluxo e do torque. O controlador fuzzy Takagi-Sugeno, quando empregado na estratégia de controle por orientação direta do campo, tem como entradas os erros das componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do estator e como saídas as componentes do vetor espacial da tensão do estator.

As estratégias de CDT e de FOC direto com o controlador fuzzy Takagi-Sugeno apresentaram um bom desempenho dinâmico, seguindo as referências do torque eletromagnético e do fluxo do estator para a estratégia de CDT e, seguindo as referências das correntes no eixo direto e no eixo em quadratura do estator para a estratégia de FOC direto. O controladores fuzzy Takagi-Sugeno propostos possuem uma única base de regras para obter as duas saídas. Isto simplificou sua estrutura, diminuindo assim sua complexidade na implementação e, em consequência, diminuiu o custo computacional necessário para seu processamento quando foi implementado.

A estratégia de controle direto de torque baseada no controle do ângulo da carga empregando

os controladores por modos deslizantes (CDT-CMD) utiliza dois controladores. O controlador do torque eletromagnético e o controlador do fluxo do estator. O controlador por modos deslizantes para o torque eletromagnético tem como entrada o erro do torque e, como saída o ângulo de carga necessário para manter o torque de referência. A partir deste ângulo é calculado o vetor espacial do fluxo do estator o que possibilita o controle do torque eletromagnético e do fluxo do estator com alto desempenho. Portanto, o controlador por modos deslizantes para o fluxo tem como entrada o erro do fluxo do estator e, como saídas as componentes de eixo direto e em quadratura da tensão do estator. Esta tensão permite minimizar o erro do fluxo do estator. A estratégia CDT-CMD proposta não precisa de transformação de coordenadas porque o sistema de referência utilizado é o estacionário.

A estratégia CDT-CMD proposta zerou o erro de regime permanente existente no fluxo do estator presente na estratégia proposta em (Rodriguez et al. 2004), permitindo o controle efetivo tanto do fluxo do estator como do torque eletromagnético. Assim também, a estratégia CDT-CMD proposta é robusta à variação da resistência elétrica do estator, isto porque o controle por modos deslizantes para o fluxo não depende da resistência elétrica do estator como ocorre na estratégia proposta em (Vinay Kumar & Srinivasa Rao 2011).

Procurou-se definir cinco condições de operações diferentes de modo a cobrir a maior parte das situações na qual o motor sob controle ficaria exposto em operações reais. Quando foram realizados esses testes no motor de indução trifásico, a estratégia de CDT-CMD assegurou o controle tanto do torque eletromagnético como do fluxo do estator sem erro de regime. Assim também, verificou-se experimentalmente a operação em baixas velocidades (18 rpm) da estratégia de CDT-CMD com um pequeno aumento na ondulação do torque em relação ao teste em velocidades maiores.

Nas estratégias de controle propostas obteve-se uma frequência de chaveamento fixa e uma baixa ondulação do torque isto devido à utilização da técnica de modulação por vetores espaciais.

5.1 Trabalhos futuros

Algumas sugestões para trabalhos futuros são: a) utilizar algoritmos genéticos ou redes neurais artificiais para otimizar os coeficientes dos controladores fuzzy Takagi-Sugeno propostos com o objetivo de melhorar seu desempenho. b) comparar o desempenho de diversos tipos de controladores, substituindo o controlador por modos deslizantes utilizado na estratégia do capítulo 4 por outros, como por exemplo: controladores PI, controladores deadbeat, controladores preditivos ou neuro-fuzzy, c) implementar estratégias de controle sem sensores de velocidade para a estratégia apresentada no capítulo 4.

Bibliografia

- Abdellatif Reama, F. M. & Cela, A. (2011). *Cascade Sliding Mode Control of a Field Oriented Induction Motors with Varying Parameters*, *Sliding Mode Control*, Intech.
- Abu-Rub, H., Guzinski, J., Krzeminski, Z. & Toliyat, H. (2004). Advanced control of induction motor based on load angle estimation, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **51**(1): 5–14.
- Aguiar, H. & Jr, O. (1999). *Lógica Difusa: Aspectos Práticos e Aplicações*. ISBN: 8571930244.
- Ashrafpour, F., Nowicki, E. & Salmon, J. (1995). A self-organizing and self-tuning fuzzy logic controller for field oriented control of induction motor drives, *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, Vol. 2, pp. 1656 –1662 vol.2.
- Azcue P., J. & Ruppert, E. (2010). Three-phase induction motor dtc-svm scheme with self-tuning pi-type fuzzy controller, *Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD), 2010 Seventh International Conference on*, Vol. 2, pp. 757 –762.
- Badr, B., Eltamaly, A. & Alolah, A. (2010). Fuzzy controller for three phases induction motor drives, *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pp. 1 –6.
- Bertoluzzo, M., Buja, G. & Menis, R. (2007). A direct torque control scheme for induction motor drive using the current model flux estimation, *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED*.
- Blaschke, F. (1972). The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines, *Siemens Review* **39**(no 5): pp. 217–220.
- Buja, G. S. & Kazmierkowski, M. P. (2004). Direct torque control of pwm inverter - fed ac motors - a survey, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS* **51**: 744–757.

- Buso, S. & Mattavelli, P. (2006). *Digital Control in Power Electronics*, Morgan and Claypool Publishers.
- Cao, S., Liu, G. & Cai, B. (2009). Direct torque control of induction motors based on double-fuzzy space vector modulation technology, *Information Engineering and Computer Science, 2009. ICIECS 2009. International Conference on*, pp. 1 –4.
- Cerruto, E., Consoli, A., Raciti, A. & Testa, A. (1997). Fuzzy adaptive vector control of induction motor drives, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **12**(6): 1028 –1040.
- Chen, L., Fang, K.-L. & Hu, Z.-F. (2005). *A scheme of fuzzy direct torque control for induction machine*, Vol. 2.
- Chitra, V. & Prabhakar, R. S. (2006). Induction motor speed control using fuzzy logic controller, *World Academy of Science, Engineering and Technology*.
- Depenbrock, M. (1988). Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine, *IEEE Transactions on Power Electronics* **3**: 420–429.
- Ding, X., Liu, Q., Ma, X., He, X. & Hu, Q. (2007). The fuzzy direct torque control of induction motor based on space vector modulation, *Natural Computation, 2007. ICNC 2007. Third International Conference on*, Vol. 4, pp. 260 –264.
- Douiri, M. R., Cherkaoui, M. & Essadki, A. (2012). Genetic algorithms based fuzzy speed controllers for indirect field oriented control of induction motor drive, *INTERNATIONAL JOURNAL OF CIRCUITS, SYSTEMS AND SIGNAL PROCESSING* **6**(no. 1): pp. 21–28.
- Driankov, D., Hellendoorn, H. & Reinfrank, M. (1996). *An Introduction to Fuzzy Control*, 2nd. edn, Springer.
- Dubois, D., Prade, H. & Yager, R. E. (1993). *Fuzzy Sets for Intelligent Systems*, Morgan Kaufmann Publishers; 1st edition (August 1993).
- Engelbrecht, A. P. (2007). *Computational Intelligence: An Introduction*, John Wiley & Sons.
- Guedes, A. S. (2010). *Análise da técnica de modos deslizantes no acionamento de máquinas de indução com implementação em dsp*, Master's thesis, Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais.
- Gupta, M. & Qi, J. (1991a). Design of fuzzy logic controllers based on generalized t-operators, *Fuzzy Sets and Systems* **40**(3): 473 – 489.
- Gupta, M. & Qi, J. (1991b). Theory of t-norms and fuzzy inference methods, *Fuzzy Sets and Systems* **40**(3): 431 – 450.

- Habetler, T. G., Profumo, F., Pastorelli, M. & Tolbert, L. M. (1992). Direct torque control of induction machines using space vector modulation, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS* **28**: 1045–1053.
- Hakju, L., Jaedo, L. & Sejin, S. (2001). Approach to fuzzy control of an indirect field-oriented induction motor drives, *Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on*, Vol. 2, pp. 1119 –1123 vol.2.
- He, S. Z., Tan, S., Xu, F. L. & Wang, P. Z. (1993). Fuzzy self-tuning of pid controller, *Fuzzy Sets Systems* **56**: 37–46.
- Heber, B., Xu, L. & Tang, Y. (1997). Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field-oriented induction machine drive, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **12**(5): 772 –778.
- Hu, J. & Wu, B. (1998). New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **13**(5): 969 –977.
- Hung, J., Gao, W. & Hung, J. (1993). Variable structure control: a survey, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **40**(1): 2–22.
- Jantzen, J. (1998). Design of fuzzy controllers, *Technical Report 98-E864*, Department of Automation, Technical University of Denmark.
- Jiang, Z., Hu, S. & Cao, W. (2008). A new fuzzy logic torque control scheme based on vector control and direct torque control for induction machine, *Innovative Computing Information and Control, 2008. ICICIC '08. 3rd International Conference on*, p. 500.
- Kang, J.-K. & Sul, S.-K. (1999). New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency, *IEEE Transaction on Industry Applications* **35**: 1076–1082.
- Koutsogiannis, Z., Adamidis, G. & Fyntanakis, A. (2007). 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* pp. 1 –10.
- Kovacic, Z. & Bogdan, S. (2006). *Fuzzy Controller Design: Theory and Applications*. ISBN 084933747X.
- Kumar, T. & Rao, S. (2010). Direct torque control method for induction motor drives based on modified amplitude and angle decoupled control of stator flux, *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on*, pp. 1–6.

- Lascu, C., Boldea, I. & Blaabjerg, F. (2004). Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach, *Industry Applications, IEEE Transactions on* **40**(2): 582–590.
- Lazarini, M. V. (2008). *Controle direto de torque de motores de indução trifásicos sem sensores de velocidade usando a estratégia de controle por modos deslizantes*, Master's thesis, Universidade Estadual de Campinas.
- Lazarini, M. V. & Ruppert, E. (2008). Induction motor control didactic set-up using sensorless and sliding mode dtc strategy, *Revista Eletrônica de Potência* **13**(4): pp. 291–299.
- Lima, F., Kaiser, W., Nunes da Silva, I. & de Oliveira, A. (2012). Speed neuro-fuzzy estimator applied to sensorless induction motor control, *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)* **10**(5): 2065 –2073.
- Lin, G. & Xu, Z. (2010). Direct torque control of induction motor based on fuzzy logic, *Computer Engineering and Technology (ICCET), 2010 2nd International Conference on*, Vol. 4, pp. V4–651 –V4–654.
- Lins, Z. D. (2001). Controle direto de torque para motores de indução - estudo e implementação, *Tese de doutorado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP.
- Longji, Z. & Rulin, W. (2004). A novel direct torque control system based on space vector pwm, Vol. 2, pp. 755 – 760 Vol.2.
- Maeda, M. & Murakami, S. (1992). A self-tuning fuzzy controller, *Fuzzy Sets and Systems* **51**(1): 29 – 40.
- Mamdani, E. H. (1974). Application of fuzzy logic algorithms for control of simple dynamic plant, *IEEE Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* **121**(no. 12): pp 1585–1588.
- Mannan, M., Murata, T., Tamura, J. & Tsuchiya, T. (2006). 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.
- Mechernene, A., Zerikat, M. & Chekroun, S. (2010). Indirect field oriented adaptive control of induction motor based on neuro-fuzzy controller, *Control Automation (MED), 2010 18th Mediterranean Conference on*, pp. 1109 –1114.
- Metidji, B., Taib, N., Baghli, L., Rekioua, T. & Bacha, S. (2012). Low-cost direct torque control algorithm for induction motor without ac phase current sensors, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **27**(9): 4132 –4139.

- Miranda, H., Silva, C. & Rodriguez, J. (2006). Torque regulation by means of stator flux control for induction machines, *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, pp. 1218–1222.
- Mudi, R. & Pal, N. (1999). A robust self-tuning scheme for pi- and pd-type fuzzy controllers, *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on* **7**(1): 2 –16.
- Nguyen, H. T., Prasad, N. R., Walker, C. L. & Walker, E. A. (2003). *A First Course in Fuzzy and Neural Control*, A CRC Press.
- Novotny, D. W. & Lipo, T. A. (1996). *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press OXFORD.
- Ong, C.-M. (1998). *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*, Prentice Hall. ISBN 0137237855.
- Pan, Y. & Zhang, Y. (2009). Research on direct torque control of induction motor based on dual-fuzzy space vector modulation technology, *Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, 2009. FSKD '09. Sixth International Conference on*, Vol. 6, pp. 383 –388.
- Park, Y.-M., Moon, U.-C. & Lee, K. (1995). 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.
- Profumo, F., Griva, G. & Donescu, V. (1998). Self tuning fuzzy logic current control for high performance induction motor drives, *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, Vol. 3, pp. 1871 –1876 vol.3.
- Quang, N. & Dittrich, J. (2008). *Vector Control of Three-Phase AC Machines*, Springer.
- Radwan, T., Uddin, M. & Rahman, M. (2004). A new and simple structure of fuzzy logic based indirect field oriented control of induction motor drives, *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, Vol. 5, pp. 3290 – 3294 Vol.5.
- Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C., Kouro, S. & Miranda, H. (2004). A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation, *35th Annul IEEE Power Electronics Specialists Conference*.
- Sandri, S. & Correa, C. (1999). Logica nebulosa, *V Escola de Redes Neurais*, pp. c073–c090.
- Shyu, K.-K., Lin, J.-K., Pham, V.-T., Yang, M.-J. & Wang, T.-W. (2010). Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **57**(9): 3148 –3156.

- Siemens (2003). Seminários técnicos 2003, engenheiros e projetistas, *Technical report*, Siemens.
- Stojic, D. & Vukosavic, S. (2005). A new induction motor drive based on the flux vector acceleration method, *Energy Conversion, IEEE Transactions on* **20**(1): 173–180.
- Suetake, M., Silva, I. N. d. & Goedtel, A. (2010). Sistema fuzzy compacto embarcado em dsp e sua aplicação para controle v/f de motores de indução, *Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica* **21**: 245 – 259.
- Takagi, T. & Sugeno, M. (1985). Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control, *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics* **14**(no. 1): pp. 116–132.
- Takahashi, I. & Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE Transactions on Industry Applications* **IA-22**(5): 820–827.
- Tan, S.-C., Lai, Y.-M. & Tse, C. K. (2012). *Sliding Mode Control of Switching Power Converters Techniques and Implementation*, CRC Press.
- Utkin, V. (1992). *Sliding Modes in Control Optimization*, Springer-Verlag. ISBN 0387535160.
- Utkin, V., Guldner, J. & Shi, J. (1999). *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, CRC Press. ISBN 0748401164.
- Utkin, V. I. (1993). Sliding mode control design principles and applications to electric drives, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **40**(1): 23–36.
- van der Broeck, H., Skudelny, H.-C. & Stanke, G. (1988). Analysis and realization of a pulselength modulator based on voltage space vectors, *IEEE Transactions on Industry Applications* **24**(1): 142–150.
- Vas, P. (1998). *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, Inc. ISBN 0198564651.
- Vinay Kumar, T. & Srinivasa Rao, S. (2011). Direct load angle control of three phase induction motor drives, *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on*, pp. 513–516.
- Viola, J., Restrepo, J., Guzman, V. & Gimenez, M. (2006). Direct torque control of induction motors using a fuzzy inference system for reduced ripple torque and current limitation, *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, pp. 1161 –1166.
- Xue, Y., Xu, X., Habetler, T. & Divan, D. (1990). A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive, *Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE*, pp. 410–415 vol.1.

- Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy sets, *Information and Control* **8**(3): pp. 338–353.
- Zaid, S., Mahgoub, O. & El-Metwally, K. (2010). Implementation of a new fast direct torque control algorithm for induction motor drives, *Electric Power Applications, IET* **4**(5): 305 –313.
- Zelechowski, M. (2005). *Space Vector Modulated Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter Fed Induction Motor Drive*, PhD thesis, Warsaw University of Technology.
- Zhang, Z., Tang, R., Bai, B. & Xie, D. (2010). Novel direct torque control based on space vector modulation with adaptive stator flux observer for induction motors, *Magnetics, IEEE Transactions on* **46**(8): 3133 –3136.

Publicações durante o doutorado

Artigos completos em periódicos

- Azcue, José L. ; Filho, A. J. S. ; Ruppert, E. . Fuzzy logic based vector control for three-phase induction motor. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2013.
- Casella, Ivan R. S. ; Capovilla, C. E. ; Filho, A. J. S. ; Azcue, José L. ; R. Vani J. ; Ruppert, E. . A ANFIS Power Control for Wind Energy Generation in Smart Grid Scenario Using Wireless Coded OFDM-16-QAM. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 2013. (aceito para publicação).
- Azcue-Puma, José L. ; Filho, A. J. S. ; Ruppert, E. . Direct Vector Control With Fuzzy Current Controller For Three-phase Induction Motor. *Eletrônica de Potência (Impresso)*, 2013. (aceito para publicação).
- Azcue, J. L. ; Filho, A. J. S. ; Ruppert, E. . Self-Tuning PI-Type Fuzzy Direct Torque Control for Three-phase Induction Motor. *WSEAS TRANSACTIONS on CIRCUITS and SYSTEMS*, v. 11, p. 319-328, 2012.
- Filho, A. J. S. ; Azcue, José L. ; Barros, T. A. S. ; Oliveira Filho, M. E. ; Ruppert Filho, E. . Deadbeat Controller for Doubly-Fed Induction Generator Power Control. *Eletrônica de Potência (Impresso)*, v. 16, p. 304-311, 2011.

Capítulos de livros publicados

- Casella, I. R. S. ; Filho, A. J. S. ; Capovilla, C. E. ; Azcue, J. L. ; Ruppert, E. . An Adaptive Neuro-Fuzzy Strategy for a Wireless Coded Power Control in Doubly-Fed Induction Aerogenerators. *An Adaptive Neuro-Fuzzy Strategy for a Wireless Coded Power Control in Doubly-Fed Induction Aerogenerators*. 1ed. Croácia: Intech, 2013, v. 1, p. 175-199.
- Filho, A. J. S. ; Azcue, J. L. ; Ruppert, E. . Tuning PI regulators for three phase induction motor space vector modulation direct torque control using complex transfer

function concept. Induction Motor. 1ed.: Intech, 2012, v. 1, p. 325-340.

- Azcue, J. L. ; Filho, A. J. S. ; Ruppert, E. . Three Types of Fuzzy Controllers Applied in High-Performance Electric Drives for Three-Phase Induction Motors. Fuzzy Controllers-Recent Advances in Theory and Applications. 1ed.Croácia: Intech, 2012, v. , p. 559-578.
- Azcue, J. L. ; Sguarezi Filho, A. J. ; Ruppert, E. . The Takagi-Sugeno Fuzzy Controller Based Direct Torque Control with Space Vector Modulation for Three-Phase Induction Motor. Induction Motor. 1ed.Croácia: Intech, 2012, v. 1, p. 341-358.

Trabalhos completos publicados em anais de congressos

- Azcue-Puma, José L. ; Filho, A. J. S. ; Ruppert, E. . SFO-DTC Scheme with Fuzzy Controller for Asynchronous Machine. In: 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2013, Istanbul. Proceedings of International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG-2013, 2013.
- Azcue, José L. ; Filho, A. J. S. ; Ruppert Filho, E. . Direct-FOC with Fuzzy Current Control for Asynchronous Machine. In: International Conference on Industrial Technology, 2013, Cape Town. Proceedings of International Conference on Industrial Technology, ICIT-2013, 2013.
- José L. Azcue ; Filho, A. J. S. ; Ruppert Filho, E. . Three-Phase Induction Motor Takagi-Sugeno Fuzzy Direct Field Oriented Control. In: Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2012, Campina Grande. Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática 2012, 2012.
- Azcue, J. L. ; Sguarezi Filho, A. J. ; Capovilla, C. E. ; Casella, Ivan R. S. ; Ruppert, E. . A wind energy generator for smart grid applications using wireless coding neuro-fuzzy power control. In: 2012 9th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD), 2012, Chongqing. 2012 9th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery. p. 525-530.
- Azcue, José L. ; Filho, A. J. S. ; Ruppert, E. . Sensorless Direct Foc With Takagi-sugeno Fuzzy Controller For Three-phase Induction Motor. In: 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012, Ceara-Fortaleza. Anais 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012.
- José L. Azcue ; Filho, A. J. S. ; Ruppert Filho, E. . The DTC-SVM Scheme with Takagi-Sugeno Fuzzy Controller for Three-Phase Induction Motor. In: The 8th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD11), 2011, Shanghai. The 8th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, 2011. v. 2.

- José L. Azcue ; Filho, A. J. S. ; Ruppert Filho, E. . TS fuzzy controller applied to the DTC-SVM scheme for three-phase induction motor. In: Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, 2011, Natal. Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, 2011. p. 201-206.
- José L. Azcue ; Ruppert Filho, E. . Control Directo de Torque con Modulación por Vectores Espaciales y Controlador PI Difuso Para el Motor de Inducción Trifásico. In: XVIII International Congress of Electronic, Electrical and Systems Engineering, 2011, Lima. XVIII International Congress of Electronic, Electrical and Systems Engineering. Lima, 2011.
- José L. Azcue ; Filho, A. J. S. ; Ruppert Filho, E. . Fuzzy Logic Direct Torque Control of InductionMotor Based on Load Angle Control. In: VII Seminario Nacional de Controle e Automação (SNCA), 2011, Salvador. VII Seminario Nacional de Controle e Automação, 2011.
- José L. Azcue ; Ruppert Filho, E. . Three-phase Induction Motor DTC-SVM Scheme with Self-Tuning PI-Type Fuzzy Controller. In: Seventh International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD), 2010, Yantai. Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD), 2010 Seventh International Conference on, 2010. v. 2. p. 757-762.
- José L. Azcue ; Ruppert Filho, E. . Three-phasse Induction Motor DTC-SVM Scheme with Self-Tuning PI-Type Fuzzy Controller. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2010, Bonito. Anais do XVIII Congresso Brasileiro de Automática 2010, 2010.

Bancada experimental

O trabalho foi desenvolvido no LEPO/FEEC/UNICAMP (Laboratório de Eletrônica de Potência) onde diversos trabalhos sobre eletrônica de potência foram desenvolvidos e que possui uma boa estrutura que é produto do trabalho e da contribuição de muitos pesquisadores que por ela tem passado.

A bancada experimental foi montada LEPO está composta por um motor de indução trifásico, freio magnético, inversor trifásico, kit de desenvolvimento da *Texas Instruments*, placas de interface e placa de aquisição e condicionamento de sinais, como ilustrado no diagrama de blocos simplificado da figura A.1.

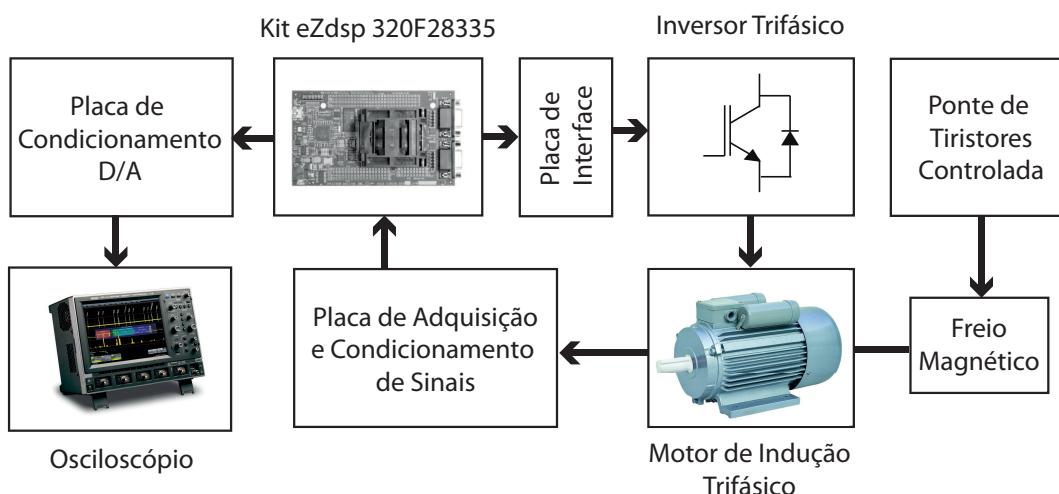


Figura A.1: Diagrama de blocos da bancada experimental.

A.1 Motor de indução trifásico

O motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo utilizado na bancada experimental é fabricado pela WEG e apresenta os seguintes valores nominais e parâmetros:

- Tensão nominal - 220 (V) / 60 (Hz).
- Potência nominal - 1,5 (Hp).
- Torque nominal - 6,1 (N.m).
- Velocidade nominal - 180,12 (rad/s).
- Resistências do estator e rotor R_s, R_r - 5,56 e 4,25 (Ω)
- Indutâncias L_s, L_r - 0,309 e 0,309 (H)
- Indutância L_m - 0,296 (H)
- Momento de inércia J - 0,0654 ($K_g m^2$)
- Número de pares de pólos P - 2

A.2 Freio magnético

O freio magnético está diretamente acoplado ao rotor do motor de indução trifásico com o objetivo de frear o motor quando necessário (imposição de um torque que atua como carga). O freio magnético funciona da seguinte maneira: há uma placa de alumínio e um eletroímã que esta sendo alimentado por uma fonte de corrente alternada. Quando se energiza o eletroímã gera-se uma variação no fluxo magnético através do disco. Uma corrente elétrica que é chamada de corrente de Foucault circula pelo disco e gera nele um campo magnético que se contrapõe ao campo magnético gerado pelo eletroímã, causando um torque que se contrapõe ao movimento do motor (frenagem).

A.3 Inversor trifásico

O módulo utilizado é fabricado pela SEMIKRON e, é comercializado com a denominação **SKS 32F B6U+E1CIF+B6CI 12 V06**. Este módulo inversor proporciona uma corrente máxima de 32 A eficazes e uma potência máxima de 12 kVA. O módulo está composto por um retificador trifásico não controlado, por um *chopper* e um inversor trifásico formado por IGBTs.

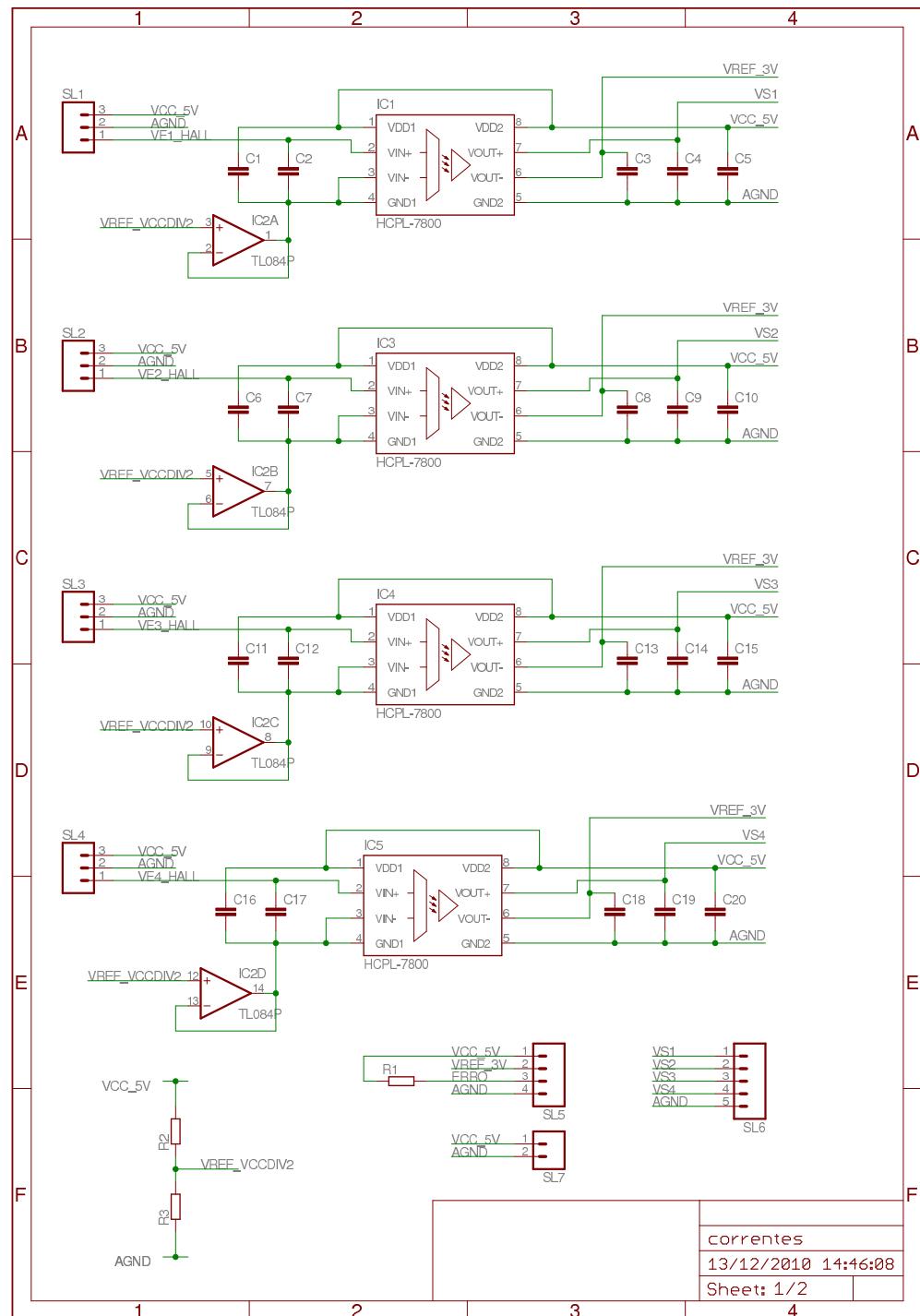
A.4 Processador digital de sinais

O processador digital de sinais, denominado atualmente pela *Texas Instruments* de controlador digital de sinais [*Digital Signal Controller (DSC)*], que foi utilizado na implementação das estratégias de controle vetorial propostas é o processador **TMS320F28335**. Este processador é membro da família DelfinoTM cuja máxima frequência de operação é 150 MHz e, possui uma unidade de ponto flutuante. O kit de desenvolvimento chamado eZdsp 320F28335 é fabricado pela *Spectrum Digital Inc.*

A.5 Circuito eletrônico de aquisição e condicionamento de sinais

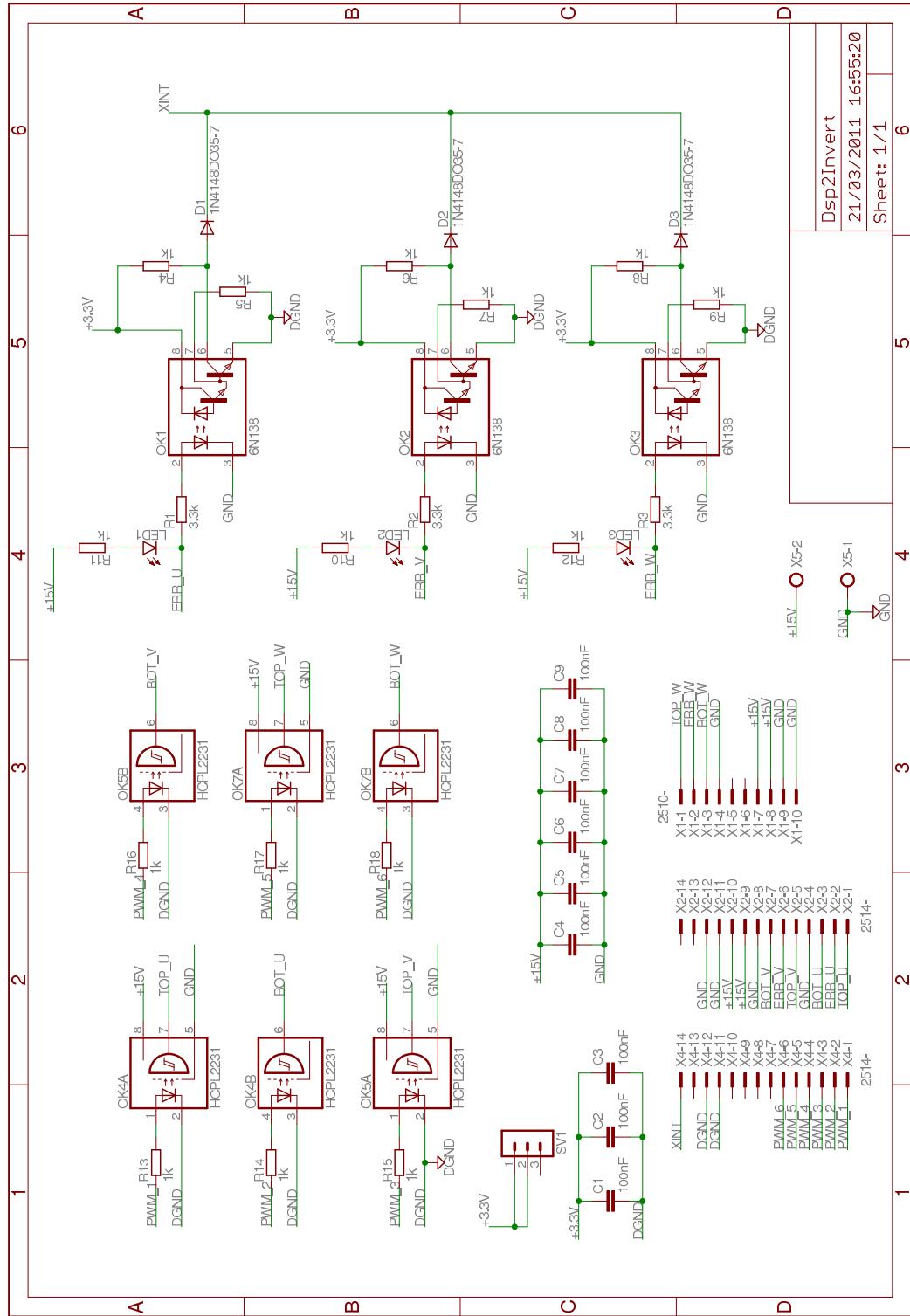
A placa de aquisição e condicionamento de sinais é responsável por converter os sinais de potência em sinais de baixa tensão (0-3V) e assim possam ser injetados no conversor A/D do processador digital de sinais. Essa placa foi projetada anteriormente por estudantes do LEPO e a figura A.2 mostra o diagrama esquemático do circuito eletrônico utilizado para esta finalidade.

Por outro lado, foi projetada uma placa de interface optoacoplada para isolar a parte de controle da parte de potência e que converte o nível de tensão de operação do DSP de 3,3 Vcc para o nível de operação dos *gate drivers* (módulo **SKHI 20opA**) do inversor de 15 Vcc. Na figura A.3 apresenta-se o diagrama esquemático do circuito eletrônico dessa placa.



23/02/2011 10:59:57 C:\Documents and Settings\Marcos\My Documents\lisp\Condicionamento\correntes.sch (Sheet: 1/2)

Figura A.2: Esquemático da placa de condicionamento de sinais.



22/04/2013 16:57:23 H:\AZPTECH\DOOUTORADO\Implementation\Eagle projects\DSp2Inverter_v2\DSp2Invert.sch (Sheet: 1/1)

Figura A.3: Esquemático da placa de interface opto-acoplada entre o DSP e o inverter.

A.6 Fotos da bancada experimental

Nesta seção mostra-se duas fotos da bancada experimental. A figura A.4 mostra uma foto de toda a bancada montada, enquanto que a figura A.5 mostra uma foto parcial da bancada enfatizando as placas de circuitos eletrônicos utilizadas.

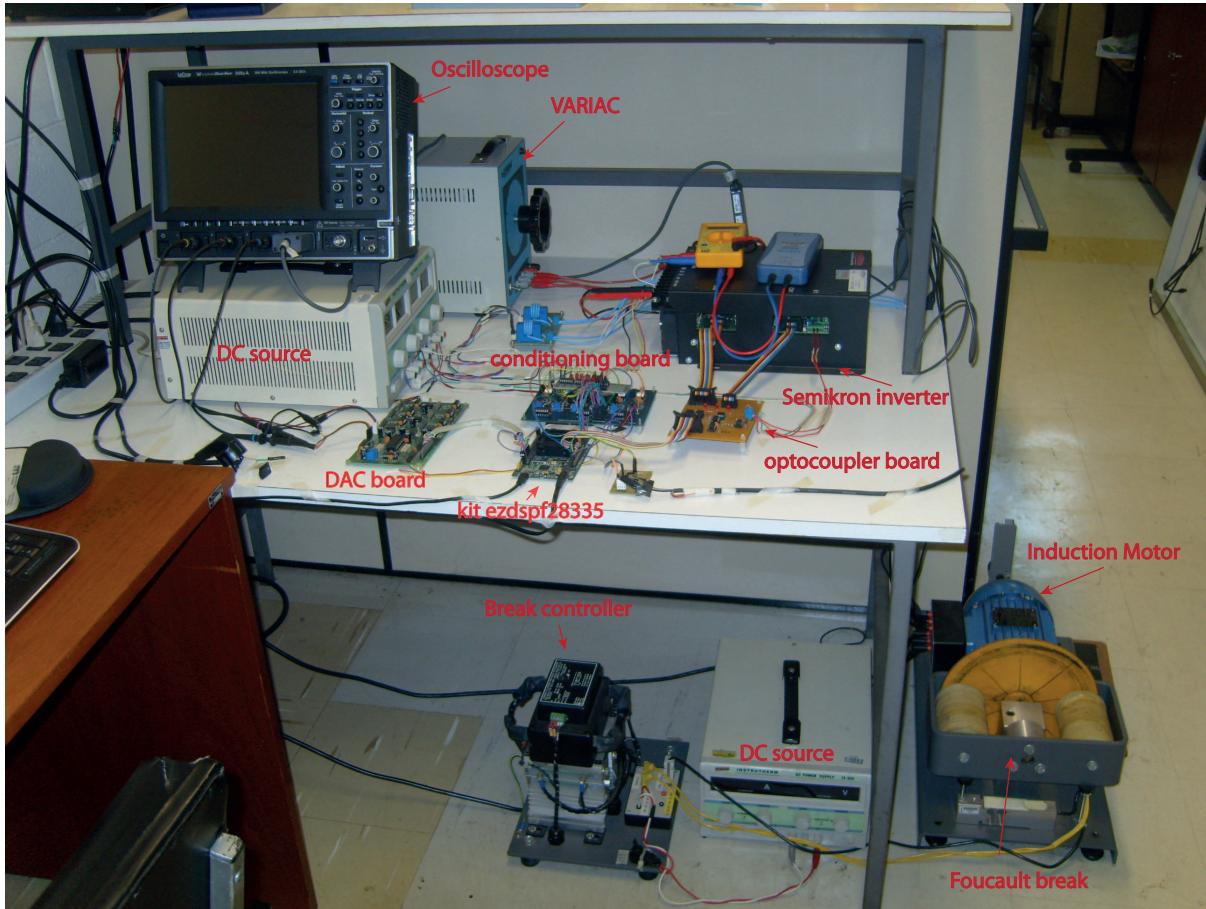


Figura A.4: Foto da bancada experimental.

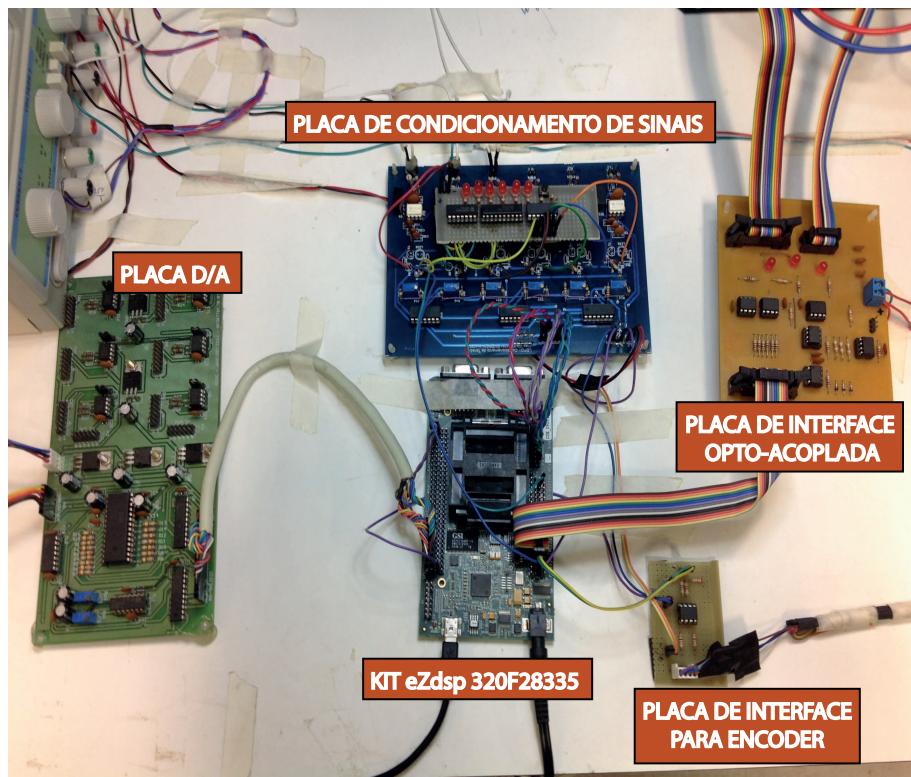


Figura A.5: Foto das placas dos circuitos eletrônicos.

Teoria complementar

B.1 Inversor de dois níveis com modulação por vetores espaciais

Nas estratégias de controle vetorial que foram propostas no decorrer deste trabalho utilizou-se a estratégia de modulação por vetores espaciais (Buso & Mattavelli 2006) 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 (figura B.1) cujo estado das chaves segue a seguinte lógica.

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

Sendo que i pode ter 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 [figura B.2], a partir das três chaves tem-se oito possíveis vetores de chaveamento, como mostrados na tabela B.1.

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

$$U_{aN} = \begin{cases} U_{cc} & , \text{ para } S_{Wa} = 1 \\ 0 & , \text{ para } S_{Wa} = 0 \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

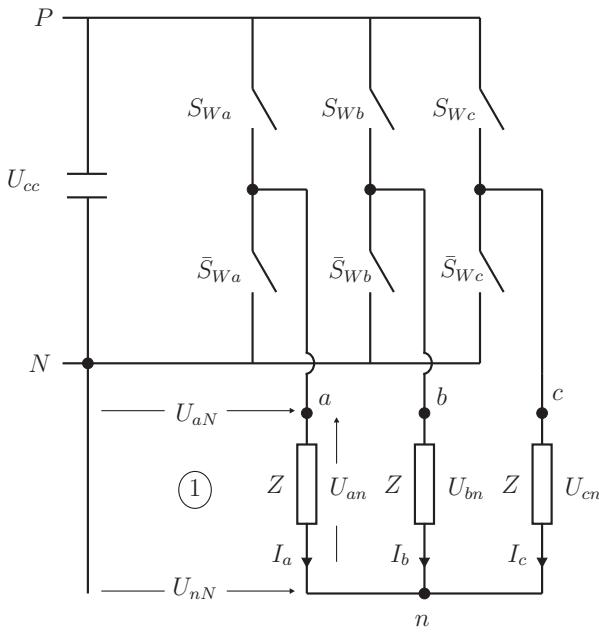


Figura B.1: Inversor trifásico com carga em configuração estrela

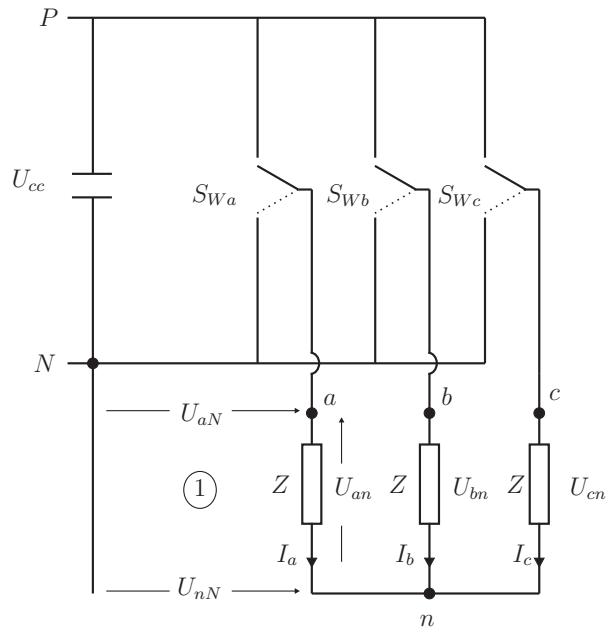


Figura B.2: Inversor trifásico simplificado com carga em configuração estrela

Tabela B.1: 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

Da equação (B.2), tem-se que:

$$U_{aN} = S_{Wa} \cdot U_{cc} \quad (\text{B.3})$$

Repetindo o procedimento anterior para as outras fases, tem-se:

$$\begin{aligned} U_{aN} &= S_{Wa} \cdot U_{cc} \\ U_{bN} &= S_{Wb} \cdot U_{cc} \\ U_{cN} &= S_{Wc} \cdot U_{cc} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Analisando a malha de tensão 1 da figura B.1, pode-se observar que:

$$U_{aN} = I_a \cdot Z + U_{nN} \quad (\text{B.5})$$

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

$$\begin{aligned} U_{aN} &= I_a \cdot Z + U_{nN} \\ U_{bN} &= I_b \cdot Z + U_{nN} \\ U_{cN} &= I_c \cdot Z + U_{nN} \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Somando o conjunto de equações (B.6), tem-se:

$$U_{aN} + U_{bN} + U_{cN} = (I_a + I_b + I_c) \cdot Z + 3 \cdot U_{nN} \quad (\text{B.7})$$

Considerando uma carga equilibrada tem-se que $I_a + I_b + I_c = 0$, então simplificando a equação (B.7), tem-se:

$$\begin{aligned} U_{aN} + U_{bN} + U_{cN} &= 3 \cdot U_{nN} \\ U_{nN} &= \frac{1}{3} (U_{aN} + U_{bN} + U_{cN}) \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Assim, a partir da malha de tensão 1 da figura B.1, pode-se deduzir que:

$$\begin{aligned} U_{aN} &= U_{an} + U_{nN} \\ U_{an} &= U_{aN} - U_{nN} \\ U_{an} &= U_{aN} - \left[\frac{1}{3} (U_{aN} + U_{bN} + U_{cN}) \right] \\ U_{an} &= \frac{2}{3} U_{aN} - \frac{1}{3} U_{bN} - \frac{1}{3} U_{cN} \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Substituindo a equação (B.4) em (B.9), resulta:

$$\begin{aligned} U_{an} &= \frac{2}{3}(S_{Wa} \cdot U_{cc}) - \frac{1}{3}(S_{Wb} \cdot U_{cc}) - \frac{1}{3}(S_{Wc} \cdot U_{cc}) \\ U_{an} &= \frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wa} - S_{Wb} - S_{Wc}) \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Repetindo o procedimento para as fases *b* e *c*, obtém-se:

$$\begin{aligned} U_{bn} &= \frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wb} - S_{Wa} - S_{Wc}) \\ U_{cn} &= \frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wc} - S_{Wa} - S_{Wb}) \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

Organizando as equações (B.10) e (B.11) numa matriz, tem-se:

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Wa} \\ S_{Wb} \\ S_{Wc} \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

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

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_{an} - U_{bn} \\ U_{ab} &= \left[\frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wa} - S_{Wb} - S_{Wc}) \right] - \left[\frac{U_{cc}}{3}(2 \cdot S_{Wb} - S_{Wa} - S_{Wc}) \right] \\ U_{ab} &= U_{cc}(S_{Wa} - S_{Wb}) \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$

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

$$\begin{aligned} U_{bc} &= U_{cc}(S_{Wb} - S_{Wc}) \\ U_{ca} &= U_{cc}(S_{Wc} - S_{Wa}) \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

organizando as equações (B.13) e (B.14) numa matriz, tem-se:

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{cc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Wa} \\ S_{Wb} \\ S_{Wc} \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

Das equações (B.12) e (B.15) pode-se concluir que tanto as tensões de fase como as tensões de linha dependem diretamente dos estados das chaves (ligado ou desligado).

Para calcular os vetores espaciais das tensões a partir dos vetores de chaveamento, substituir-se os vetores de chaveamento na equação (B.15) para obter os respectivos valores das tensões de linha. Aplica-se a definição de vetor espacial para obter os respectivos vetores espaciais das tensões de linha.

Quando o vetor de chaveamento for $\vec{S}_1(100)$, tem-se que:

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_{cc} \\ U_{bc} &= 0 \\ U_{ca} &= -U_{cc} \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

Pela definição de vetor espacial sabe-se que:

$$\vec{U}_1 = K [U_{ab} + U_{bc} \cdot \bar{a} + U_{ca} \cdot \bar{a}^2] \quad (\text{B.17})$$

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

$$\bar{a} = e^{j2\pi/3} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{B.18})$$

$$\bar{a}^2 = e^{j4\pi/3} = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{B.19})$$

Substituindo os valores das tensões de linha, obtidas na equação (B.16), na equação (B.17),

o vetor espacial da tensão pode ser reescrever como:

$$\begin{aligned}
 \vec{U}_1 &= \frac{2}{3} [U_{cc} + 0 \cdot \bar{a} + (-U_{cc}) \cdot \bar{a}^2] \\
 \vec{U}_1 &= \frac{2}{3} U_{cc} \left[1 - \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] \\
 \vec{U}_1 &= \frac{2}{3} U_{cc} \left[\frac{3}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \\
 \vec{U}_1 &= \frac{2}{3} \sqrt{3} U_{cc} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} + j \frac{1}{2} \right] \\
 \vec{U}_1 &= \frac{2}{3} \sqrt{3} U_{cc} \cdot e^{j\pi/6}
 \end{aligned} \tag{B.20}$$

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 $\angle \vec{U}_1 = \frac{\pi}{6}$ (figura B.3).

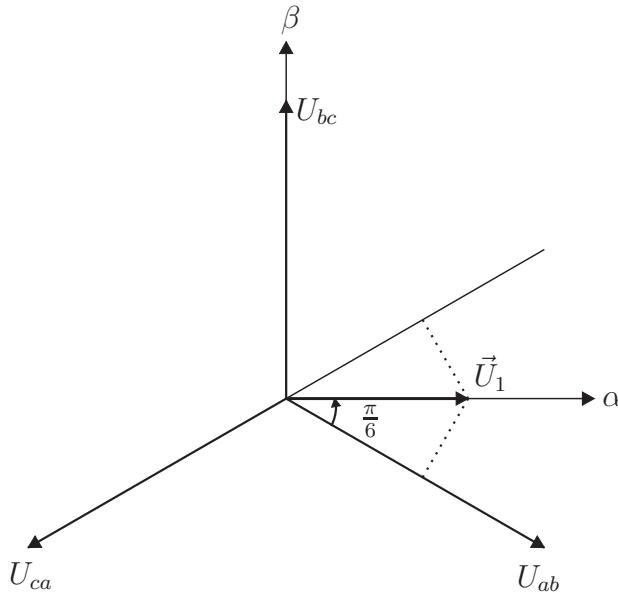


Figura B.3: Vetor espacial \vec{U}_1

Na tabela B.2 observa-se a relação dos outros vetores de chaveamento com seus respectivos vetores de tensão.

Com ajuda da tabela B.2 pode-se generalizar uma expressão para obter os vetores espaciais

Tabela B.2: 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	$\vec{U}_7 = 0$

das tensões de linha, então:

$$\vec{U}_k = \begin{cases} \frac{2}{3}\sqrt{3}U_{cc} \cdot e^{j(2k-1)\frac{\pi}{6}} & , k = 1, \dots, 6 \\ 0 & , k = 0, 7 \end{cases} \quad (\text{B.21})$$

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 é ilustrado na figura B.4. Observa-se também que o hexágono foi dividido em seis setores bem definidos.

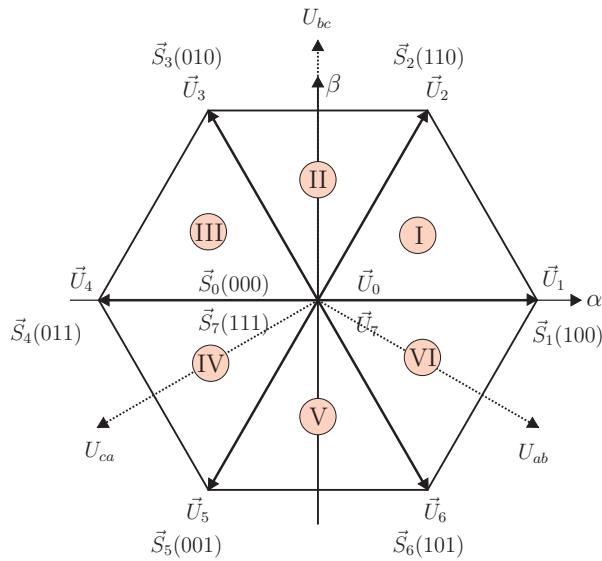


Figura B.4: Vetores de chaveamento e vetores de tensão

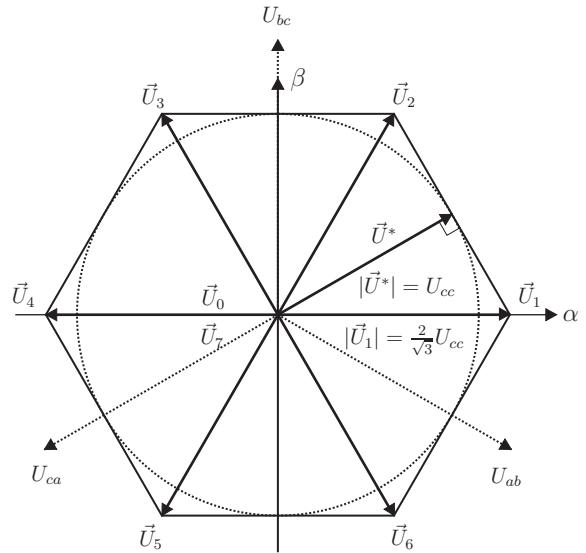


Figura B.5: Limiar para um sinal senoidal

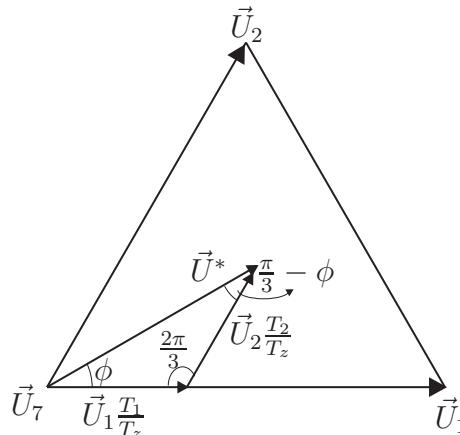


Figura B.6: Componentes do vetor de tensão \vec{U}^* no Setor I

Para conseguir sintetizar um sinal senoidal nas tensões de linha trifásicas, a máxima amplitude dos vetores espaciais está limitada ao valor da tensão do barramento CC (U_{cc}) formando um círculo inscrito no hexágono cujo raio é U_{cc} (figura B.5).

Considere-se o vetor de tensão \vec{U}^* a ser sintetizado. Este vetor está no setor I (figura B.6), considera-se também que, para um período de chaveamento suficientemente pequeno, tem-se:

$$\int_0^{T_z} \vec{U}^* dt \simeq \int_0^{T_z} \vec{U} dt = \int_0^{T_1} \vec{U}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{U}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \vec{U}_7 dt \quad (\text{B.22})$$

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

$$\begin{aligned} \vec{U}^* \cdot T_z &= \vec{U}_1 \cdot T_1 + \vec{U}_2 \cdot T_2 \\ \vec{U}^* &= \vec{U}_1 \frac{T_1}{T_z} + \vec{U}_2 \frac{T_2}{T_z} \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

Aplicando a lei dos senos no triângulo formado por \vec{U}^* , $\vec{U}_1 \frac{T_1}{T_z}$ e $\vec{U}_2 \frac{T_2}{T_z}$ [figura B.6], tem-se:

$$\frac{|\vec{U}^*|}{\sin(\frac{2\pi}{3})} = \frac{|\vec{U}_1| \frac{T_1}{T_z}}{\sin(\frac{\pi}{3} - \phi)} = \frac{|\vec{U}_2| \frac{T_2}{T_z}}{\sin(\phi)} \quad (\text{B.24})$$

A partir da equação (B.24), obtém-se as seguintes igualdades:

$$T_1 = \frac{|\vec{U}^*|}{|\vec{U}_1|} \cdot T_z \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \phi)}{\sin(\frac{2\pi}{3})} \quad (\text{B.25})$$

$$T_2 = \frac{|\vec{U}^*|}{|\vec{U}_2|} \cdot T_z \frac{\sin(\phi)}{\sin(\frac{2\pi}{3})} \quad (\text{B.26})$$

Finalmente, define-se que $a = \frac{|\vec{U}^*|}{|\vec{U}_1|} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{U}^*|}{U_{cc}}$, considerando que o módulo do vetor de tensão $|\vec{U}_1| = \frac{2}{3}\sqrt{3}U_{cc}$ (van der Broeck et al. 1988).

B.2 Transformação de coordenadas $ABC - \alpha\beta$

Através da transformação de Clark (Ong 1998) as correntes trifásicas A , B e C podem ser representadas por suas componentes ortogonais equivalentes α e β como mostrado na Fig. B.7, isto é:

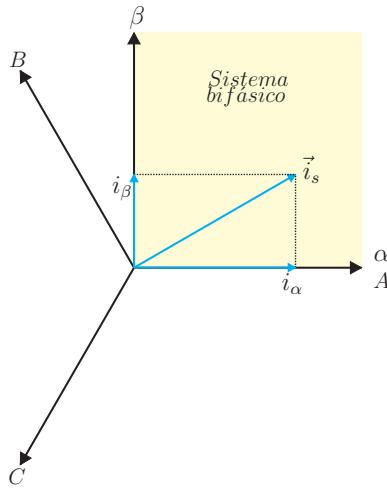


Figura B.7: Transformação de Coordenadas.

$$I_{\alpha\beta 0} = [T_{\alpha\beta 0}] I_{ABC} \quad (\text{B.27})$$

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

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.28})$$

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

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.29})$$