

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tainara da Costa Dias

**TÉCNICA DE PROJETO DE CONTROLADOR FUZZY APLICADA
AO ACIONAMENTO VETORIAL DE MOTOR DE INDUÇÃO**

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tainara da Costa Dias

**TÉCNICA DE PROJETO DE CONTROLADOR FUZZY APLICADA
AO ACIONAMENTO VETORIAL DE MOTOR DE INDUÇÃO**

Dissertação de Mestrado
apresentada para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica. Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Instituto de Tecnologia. Universidade
Federal do Pará. Área de concentração
Sistemas de Energia. Orientador Prof. Dr.
Walter Barra Junior.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2010

Dias, Tainara da Costa

Técnica de Projeto de Controlador Fuzzy Aplicada ao
Acionamento Vetorial de Motor de Indução / (Tainara da Costa Dias);
orientador, Walter Barra Junior – 2010.

95 f. Il. 29,5 cm

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Pará. Instituto
de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Belém, 2010.

1. Motor de Indução
2. Controle Vetorial Indireto
3. Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno
4. LMI

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ

INSTITUTO DE TECNOLOGIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**TÉCNICA DE PROJETO DE CONTROLADOR FUZZY APLICADA
AO ACIONAMENTO VETORIAL DE MOTOR DE INDUÇÃO**

AUTOR: TAINARA DA COSTA DIAS

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA PARA APROVAÇÃO PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA.

APROVADA EM: ____ / ____ / ____

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Walter Barra Júnior
Orientador – UFPA

Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros
Co-orientador – UFPA

Prof. Dr. João Antônio Correa Pinto
IFPA – Membro Externo

Prof. Phd. Jorge Roberto Brito de Souza
Faculdade de Engenharia Elétrica – UFPA Membro

Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes
Coordenador do Programa de PPGEE/ITEC/UFPA

AGRADECIMENTOS

A Deus, que com seu infinito poder permitiu que mais essa etapa de minha vida fosse realizada com sucesso.

Ao Prof. Dr. Walter Barra Junior pela orientação, fundamental ao desenvolvimento deste trabalho, e por ser um grande exemplo de dedicação à pesquisa e ao ensino. Aos professores Dr. José Barreiros, Dr. Carlos Tavares e Phd. Jorge Brito de Souza pelos ensinamentos técnicos e científicos que foram passados durante as aulas, ou em conversas informais no laboratório.

Aos meus pais, Carlos e Telma Dias, que sempre confiaram e apoiaram meus projetos, e proporcionaram toda a estrutura emocional e material para que eu pudesse finalizá-los. À minha irmã-amiga, Simone, pela preocupação e carinho. Ao meu irmão, Junior, que me manda forças, e se faz presente.

Aos meus queridos companheiros de laboratório: Luis David Aragon, Marcus Ciro (Marcão), Anderson Moraes, Paulo Nascimento (Paulo Snif), Raphael Comesanha e Fabricio Nogueira, por sempre estarem disponíveis a ajudar no desenvolvimento do trabalho, e pelos momentos de descontração. Ao Rafael Bayma, pelo auxílio fundamental no conceito e aplicação de LMI, sem ele certamente essa análise não seria possível. E, em especial, ao amigo Raphael Barros Texeira que esteve ao meu lado durante todos os momentos deste mestrado, pela amizade, pelo conhecimento repassado e principalmente pelo companheirismo sem medida.

Ao meu namorado, Murilo, pela compreensão, pelo carinho e por sua ajuda essencial para a finalização da dissertação. E, principalmente, por tornar meus dias mais agradáveis com a sua presença.

À Universidade Federal do Pará, pela oportunidade de uma formação qualificada. E à CAPES/CNPq pelo suporte financeiro.

RESUMO

Este trabalho investiga uma estratégia de controle fuzzy Takagi-Sugeno aplicada ao controle de velocidade do motor de indução. A estratégia implementa uma interpolação ponderada entre um conjunto de controladores locais previamente projetados. Ao ocorrer variações nas condições operacionais do motor de indução, os ganhos da lei de controle são ajustados automaticamente, de modo a manter satisfatório o desempenho do sistema de controle. Para o projeto do controlador fuzzy a representação em espaço de estados da planta foi considerada sob a forma de um sistema aumentado, incluindo-se uma nova variável de estado que, nesse caso, foi selecionada como sendo a integral do erro de velocidade. Tal formulação permitiu o projeto de controladores locais com a estrutura PI, através de realimentação completa de estados, com posicionamento de pólos. Como variáveis de operação para o chaveamento fuzzy dos controladores locais, foram selecionados as variáveis velocidade angular do rotor e a componente da corrente de estator responsável pelo torque elétrico do motor. Em seguida, a estabilidade do controlador fuzzy Takagi-Sugeno projetado foi comprovada através do critério de Lyapunov, para isso o problema de estabilidade foi escrito na forma de LMIs. O desempenho do controlador fuzzy Takagi-Sugeno foi avaliado através de estudos de simulação, e seus resultados comparados ao desempenho de um controlador PI convencional, para a regulação da velocidade do rotor. Os resultados obtidos nas simulações mostram que o emprego da estratégia proposta torna o sistema mais robusto a variações paramétricas no sistema de acionamento.

Palavras-chave: Motor de Indução, Controle Vetorial Indireto, Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno, LMI.

ABSTRACT

This paper investigates a strategy for Takagi-Sugeno fuzzy control applied to speed control of induction motor. The strategy implements a weighted interpolation between a set of local controllers previously designed. When changes occur in the operational conditions of the induction motor, the gains of the control law are adjusted automatically to maintain satisfactory performance of the control system. For controller design the fuzzy state space representation of the plant was considered in the form of an augmented system, including a new state variable which in this case, was selected as the integral of speed error. This formulation allowed the design of local controllers with the structure PI, through state feedback with pole placement. As variables of operation for the switching fuzzy controllers local variables were selected angular velocity and stator current component responsible for torque electric, expressed in a frame rotating synchronously with the rotor flux. Then, the stability of Takagi-Sugeno fuzzy controller designed was assured by the Lyapunov criterion, in the form of LMIs. The performance of the Takagi-Sugeno fuzzy controller was assessed through simulation studies and their results compared to the performance of a conventional PI controller, for regulating the rotor speed. The results obtained in simulation tests show that employing the proposed strategy makes the system more robust to parametric variations in the drive system.

Keywords: Induction motor, vector control, Takagi-Sugeno Fuzzy Controller, LMI

SUMÁRIO

1. Introdução	1
1.1. Organização da Dissertação	3
2. Modelagem Dinâmica do Motor de Indução e Controle Vetorial	5
2.1. Introdução	5
2.2. Transformação $\alpha - \beta$ (Transformação de Concordia).....	7
2.3. Transformação $d - q$	11
2.2. Modelo Vetorial em Espaço de Estados – Corrente do estator e Fluxo do rotor.	14
2.3. Controle Vetorial por Orientação de Campo do Rotor do Motor de Indução.	16
2.4. Conclusão	21
3. Projeto de Controlador PI para as malhas de Corrente e Velocidade	23
3.1. Introdução	23
3.2. Controlador PI	23
3.2.2 Projeto de controlador PI por alocação de pólos.....	24
3.3. Projeto do Controlador PI para a Malha de Corrente	25
3.3.1 Planta para o controle de corrente	26
3.3.2. Projeto do controlador de corrente	29
3.4. Controlador PI de Velocidade	31
3.4.1 Planta de velocidade.....	31
3.4.2 Projeto do controlador de velocidade.....	33
3.5. Controladores PI aplicados ao Controle Vetorial.....	34
3.6. Simulação dos Controladores PI de Velocidade e PI de corrente atuando em conjunto.....	35
3.6.1. Resposta de velocidade da malha de controle	35
3.7. Conclusão	37
4. Modelo Fuzzy Takagi-Sugeno.....	38
4.1. Introdução	38
4.2. Modelo Fuzzy Takagi Sugeno	38
4.3. Controladores Fuzzy Takagi Sugeno	40
4.3.1. Compensação Distribuída Paralela	40

4.3.2. Condições para a Estabilidade de Controladores Fuzzy	41
4.4. Inequações Matriciais Lineares.....	42
4.4.1. Condições de Estabilidade.....	44
4.5. Conclusão	46
5. Identificação de Modelos Locais e Implementação de um Modelo Fuzzy Takagi-Sugeno para o Motor de Indução	47
5.1 Introdução	47
5.2. Seleção dos Pontos de Operação para identificação dos Modelos Locais.....	48
5.2. Modelos Locais Takagi-Sugeno para a Planta Formada pelo Motor de Indução sob Ação de Malha de Controle de Corrente.....	50
5.2.1. Teste de Validação do Modelo Takagi Sugeno do Motor de Indução	54
5.3 Conclusão	57
6. Projeto de Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno para Controle de Velocidade de Motor de Indução.....	59
6.1. Introdução.....	59
6.2. Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno	59
6.3. Estabilidade do Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno via LMI.....	63
6.4. Conclusão	65
7. Resultados de Estudos de Simulação.....	66
7.1. Introdução.....	66
7.2. Estrutura do Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno utilizada na Simulação.	66
7.3. Resultados das Simulações.....	67
7.3.1. Simulações com variações do tipo degrau na velocidade de referência.....	69
7.3.2. Avaliação de Desempenho diante de Variações Paramétricas no Momento de inércia do motor.....	80
7.3.3. Simulações com variações do tipo degrau na velocidade de referência e o com referência em rampa para momento de inércia do motor.	91
7.4. Conclusão	97
8. Conclusões.....	98
8.1. Propostas para Trabalhos Futuros	100
9. Referências	102
Apêndice A - Programas em Matlab utilizados nos Testes de Simulação.....	105
Apêndice B – Declarações das LMIs para o problema de Estabilidade do Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno.....	110

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PI	Proporcional Integral
ISE	Integral Square Error
LMI	Linear Matrix Inequalities
TS	Takagi Sugeno
CDP	Compensação Distribuída Paralela
IFOC	Indirect Field Oriented Control

Lista de Símbolos

$v_{abc,s}$ e $v_{abc,r}$	Vetor tensão do estator e do rotor no referencial trifásico, abc
$\psi_{abc,s}$ e $\psi_{abc,r}$	Vetor fluxo do estator e do rotor no referencial trifásico, abc
$i_{abc,s}$ e $i_{abc,r}$	Vetor corrente do estator e do rotor no referencial trifásico, abc
R_s e R_r	Resistência do estator e Resistência do rotor
L_{ss} e L_{rr}	Matrizes de indutância do estator e do rotor
L_{sr} e L_{rs}	Matrizes de indutâncias mútuas
θ_r	Ângulo do eixo do rotor
T	Matriz de transformação de <i>Concordia</i>
$v_{\alpha\beta,s}$ e $v_{\alpha\beta,r}$	Tensão do estator e do rotor no referencial bifásico, $\alpha\beta$
$i_{\alpha\beta,s}$ e $i_{\alpha\beta,r}$	Corrente do estator e do rotor no referencial bifásico, $\alpha\beta$
L_s e L_r	Indutância do estator e do rotor
$\psi_{\alpha\beta,s}$ e $\psi_{\alpha\beta,r}$	Fluxo do estator e do rotor no referencial bifásico, $\alpha\beta$
T_e	Torque eletromagnético
T_L	Torque de carga
J	Momento de inércia do motor
K_D	Coefficiente de atrito viscoso
ω_r	Velocidade do rotor
k	Ângulo de rotação do referencial genérico em relação ao referencial fixo no estator
θ	Ângulo entre os referenciais estacionário no estator e estacionário no rotor
θ_2	Ângulo entre o referencial no rotor e o genérico d, q
ω_k	Velocidade do referencial genérico
ω_s	Velocidade síncrona
\bar{i}_{sdq} e \bar{i}_{rdq}	Vetor de corrente no estator e no rotor no eixo girante em um referencial arbitrário, dq

$\bar{\psi}_{sdq}$ e $\bar{\psi}_{rdq}$	Vetor de fluxo no rotor e no estator no eixo girante em um referencial arbitrário, dq
σ	Coeficiente de dispersão
τ_r	Constante de tempo do rotor
φ	Ângulo do referencial DQ em relação ao referencial fixo no estator
i_{Ds}	Componente direta da corrente do estator, no referencial girante com o fluxo do rotor
i_{Qs}	Componente em quadratura da corrente do estator, no referencial girante com o fluxo do rotor
K_p	Ganho proporcional
K_i	Ganho integral
$u(t)$	Sinal de controle
$y(t)$	Saída da planta
K_{iQs}	Ganho da malha de corrente do eixo Q
τ_{iQs}	Constante de tempo da malha de corrente do eixo Q
K_{iDs}	Ganho da malha de corrente do eixo D
τ_{iDs}	Constante de tempo da malha de corrente do eixo D
ξ	Coeficiente de amortecimento
t_s	Tempo de acomodação do sistema
ω_n	Frequência natural do sistema
K_w	Ganho da malha de velocidade
τ_w	Constante de tempo da malha de velocidade
r	Número de regras fuzzy
\mathcal{M}_{ij}	Conjunto fuzzy
ω_i	Peso das funções de pertinência
F_i	Ganhos de realimentação locais
f_{ISE}	Função custo da integral do erro quadrático
ω_{ref}	Velocidade de referência

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Representação no eixo alfa beta	8
Figura 2.2 – Representação gráfica do sistema de eixos. Sistema bifásico com plano ortogonal complexo	10
Figura 2.3 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico.	12
Figura 2.4 – Referencial sobre o fluxo rotórico.....	18
Figura 2.5 – Digrama de Blocos do Método Indireto de Controle Vetorial por Orientação de Campo.	21
Figura 3.1 – Controlador PI Analógico.....	24
Figura 3.2 – Diagrama de blocos dos controladores de corrente.	25
Figura 3.3 – Resposta ao degrau do modelo em malha aberta para a corrente.	29
Figura 3.4 – Resposta ao degrau do modelo em malha aberta para a velocidade.....	33
Figura 3.5 – Controle Vetorial com Controladores PI.	34
Figura 3.6 – Resposta de velocidade angular do controlador PI convencional ao degrau na velocidade de referência, $W_{base} = 377 \text{ rad/s}$	36
Figura 3.7 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, $I_{Qs}(\text{pu})$, $I_{base} = 1.589 \text{ A}$. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor ..	36
Figura 5.1 – Diagrama de Blocos da planta a ser modelada por fuzzy Takagi-Sugeno.	47
Figura 5.2 – Região de operação do Motor, '+' representa os pontos de operação selecionados	48
Figura 5.3 – Conjuntos Fuzzy para velocidade angular, w_r , em pu.....	52
Figura 5.4 – Conjuntos Fuzzy para a componente da corrente de estator responsável pelo controle do torque elétrico do motor i_{Qs} , em pu em relação à corrente nominal do motor ...	52
Figura 5.5 – modelo TS, para o ponto de operação $T_{ref}^* = 0.60 \text{ pu}$ e $T_{load} = 0.48 \text{ pu}$	55
Figura 5.6 – Validação do modelo TS, para o ponto $T_{ref}^* = 0.70 \text{ pu}$ e $T_{load} = 0.5 \text{ pu}$	56
Figura 5.7 – Diagrama de Blocos da Modelagem Fuzzy Takagi_sugeno	57
Figura 6.1 – Controlador PI para cada modelo local	60
Figura 6.2 – Estrutura do Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno para o Controle de Velocidade do Motor de Indução	62
Figura 7.1 – Diagrama de blocos utilizado no Matlab-Simulink para a simulação do Controlador Fuzzy Takagi Sugeno de Velocidade	67
Figura 7.2 – Detalhe do diagrama de blocos utilizado no Matlab-Simulink para a simulação do Controlador Fuzzy Takagi Sugeno de Velocidade	67
Figura 7.3 – Comparação entre as respostas de velocidade PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno.....	70
Figura 7.4 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, $I_{Qs}(\text{pu})$, $I_{base} = 1.589 \text{ A}$. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor ..	70
Figura 7.5 – Função Custo, Integral do Erro Quadrático	71
Figura 7.6 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno.....	72
Figura 7.7 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, $I_{Qs}(\text{pu})$, $I_{base} = 1.589 \text{ A}$. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor ..	72
Figura 7.8 – Função Custo, Integral do Erro Quadrático	73

Figura 7.9 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno.....	74
Figura 7.10 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, IQs(pu), Ibase = 1.589 A. A componente IQs é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	74
Figura 7.11 – Função Custo, Integral do erro quadrático	75
Figura 7.12 – Resposta de velocidade angular do controlador Fuzzy Takagi-Sugeno ao degrau na velocidade de referência, Wrbase = 377 rad/s	76
Figura 7.13 – Resposta de velocidade angular do controlador PI convencional ao degrau na velocidade de referência, Wrbase = 377 rad/s	76
Figura 7.14 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno.....	77
Figura 7.15 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, IQs(pu), Ibase = 1.589 A. A componente IQs é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	77
Figura 7.16 – Função custo, Integral do erro quadrático	78
Figura 7.17 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno.....	79
Figura 7.18 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, IQs(pu), Ibase = 1.589 A. A componente IQs é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	79
Figura 7.19 – Função custo, integral do erro quadrático	80
Figura 7.20 – Momento de Inércia do conjunto motor mais carga	81
Figura 7.21 – Figura 7.21 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno	82
Figura 7.22 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, IQs(pu), Ibase = 1.589 A. A componente IQs é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	82
Figura 7.23 – Função custo, integral do erro quadrático	83
Figura 7.24 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno.....	84
Figura 7.25 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, IQs(pu), Ibase = 1.589 A. A componente IQs é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	84
Figura 7.26 – Função custo, integral do erro quadrático	85
Figura 7.27 – Comparação das respostas de velocidade angular entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno	86
Figura 7.28 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, IQs(pu), Ibase = 1.589 A. A componente IQs é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	86
Figura 7.29 – Função custo, integral do erro quadrático	87
Figura 7.30 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno.....	88
Figura 7.31 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, IQs(pu), Ibase = 1.589 A. A componente IQs é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	88
Figura 7.32 – Função custo, integral do erro quadrático	89
Figura 7.33 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno.....	90
Figura 7.34 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, IQs(pu), Ibase = 1.589 A. A componente IQs é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	90
Figura 7.35 – Função custo, integral do erro quadrático	91

Figura 7.36 – Variação do Momento de Inércia em rampa com saturação de $3 \cdot J = 0.0036 \text{ Kg.m}^2$	92
Figura 7.37- Comparação das respostas de velocidade angular entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno	92
Figura 7.38 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, $I_{qs}(\text{pu})$, $I_{base} = 1.589 \text{ A}$. A componente I_{qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	93
Figura 7.39 – Função custo, integral do erro quadrático	93
Figura 7.40 – Variação do Momento de Inércia em rampa com saturação de $3 \cdot J = 0.0036 \text{ Kg.m}^2$	94
Figura 7.41 – Resposta de velocidade angular do controlador Fuzzy Takagi-Sugeno ao degrau na velocidade de referência, $W_{rbase} = 377 \text{ rad/s}$	95
Figura 7.42 – Comparação das repostas de velocidade angular entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno	95
Figura 7.43 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, $I_{qs}(\text{pu})$, $I_{base} = 1.589 \text{ A}$. A componente I_{qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor..	96
Figura 7.44 – Função custo, integral do erro quadrático	96
A.1 – Estrutura da Simulação utilizada para o controle de velocidade da planta motor de indução sob a ação de controladores de corrente	108
A.2 – Diagrama de blocos do controlador Fuzzy Takagi-Sugeno para o controle de velocidade do motor de indução.....	109

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros do Motor de Indução	28
Tabela 6.1 – Ganhos dos Controladores locais	61
Tabela 7.1 – Pontos de Operação utilizados na simulação.....	69
Tabela 7.2 – Pontos de operação simulados com o dobro do momento de inércia.....	81
Tabela 7.3 – Pontos de operação simulados para referência do tipo rampa no momento de inércia.....	91

1. Introdução

Os benefícios do uso de motores de indução, tais como, elevada robustez, simplicidade, preço e baixa manutenção, difundiram sua utilização nos mais variados e modernos processos industriais. Apesar de sua simplicidade mecânica, as máquinas assíncronas possuem uma dinâmica não-linear variante no tempo. Portanto, pode-se dizer que a sua utilização em larga escala dentro da indústria é um problema bastante interessante do ponto de vista de desenvolvimento de estratégias de controle

Técnicas de controle de velocidade em malha aberta tipo V/f (tensão/freqüência) são largamente utilizadas na indústria e proporcionam um ajuste de velocidade satisfatório em condições de regime permanente. Porém, em casos onde o comportamento transitório é importante, com requisitos incluindo rápida aceleração ou desaceleração do motor, tal acionamento é inadequado (Palma, 1999) (Leonhard, 1990). Desta forma, quando uma boa resposta dinâmica é desejada métodos de controle em malha fechada devem ser usados.

No ano de 1972, Hasse e Blaschke¹ apresentaram o controle vetorial por orientação do fluxo do rotor, representando um grande impacto no controle de máquinas de corrente alternada, tornando possível o uso de motores de indução, de forma confiável, robusta e com bom desempenho, tanto em regime permanente como em regime dinâmico (Krause, 2002) (Vas, 1998). Com estes métodos é possível desacoplar fluxo e torque elétrico, possibilitando tratar o

¹ Blaschke, Felix. The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines, Siemens Review XXXIX,1972.

acionamento da máquina de indução de modo semelhante às máquinas de corrente contínua com excitação independente. É possível orientar o fluxo do rotor através da medição direta ou estimação do fluxo do rotor e de sua posição angular em relação à estrutura física do rotor, e da posição do rotor em relação ao estator, caracterizando o método direto de controle vetorial. Neste trabalho, o método indireto será empregado, no qual a determinação da posição espacial do fluxo do rotor é estabelecida pela soma de sua posição, em relação à estrutura física de rotor, com a posição espacial de rotor em relação ao estator, conforme será verificado no capítulo 2.

Em sua forma indireta, o controle vetorial apresenta sensibilidade a variações paramétricas no motor de indução (Leonhard, 1990). Apesar desta inconveniência, controladores PI são amplamente utilizados nestes sistemas, os quais podem ter seu desempenho comprometido quando da ocorrência de variações nos parâmetros da planta em relação aos valores nominais de projeto.

Como alternativa viável para implementação do controle em motores de indução, o controlador fuzzy Takagi-Sugeno apresenta uma estrutura que se adequa à diferentes pontos de operação do funcionamento do motor. Para o projeto deste controlador é necessário que o sistema a ser controlado seja representado através de um modelo fuzzy Takagi-Sugeno. Os modelos fuzzy Takagi-Sugeno permitem representar a dinâmica não-linear em vários pontos de operação ou linearização (Takagi, 1985). A idéia deste modelo consiste na descrição aproximada de um sistema não-linear, caso do motor de indução, como a combinação de sistemas lineares locais invariantes no tempo, que

descrevem o comportamento aproximado em diversos pontos no espaço de estado.

O modelo global é obtido através da combinação fuzzy dos modelos lineares locais. A idéia é que os requisitos de projetos dos modelos locais possam valer para o modelo global. Para isto, em geral, um controlador linear de realimentação de estados é projetado para cada modelo local. O controlador global resultante, o qual é não-linear em geral, é uma combinação fuzzy de cada controlador linear individual (Wang L. , 1997).

A análise de estabilidade representa um ponto muito importante no estudo de sistemas dinâmicos. O critério de estabilidade de Lyapunov para sistemas lineares é também utilizado para sistemas fuzzy através do uso da desigualdade de Lyapunov, que pode ser representada na formulação LMI (do inglês, *Linear Matrix Inequalities*). A principal vantagem da formulação LMI é a sua versatilidade em combinar várias restrições ou objetivos de projeto em uma maneira numericamente tratável (Boyd, 1994) (Tognetti, 2006). Existem diversos aplicativos que resolvem eficientemente LMIs numericamente.

O presente trabalho tem o objetivo de desenvolver um controlador fuzzy Takagi-Sugeno para o controle de velocidade do motor de indução considerando a atuação de uma malha de controle de corrente.

1.1. Organização da Dissertação

A dissertação é organizada na seguinte forma. O Capítulo 2 apresenta uma abordagem para a obtenção de um modelo por equações diferenciais representativo da dinâmica do motor de indução. Também inclui a apresentação da estratégia de controle vetorial por orientação de fluxo e o

modelo obtido através desta técnica. O capítulo 3 desenvolve um projeto de controlador PI para o controle das malhas de velocidade e de corrente do motor de indução. O capítulo 4 aborda sobre a teoria da modelagem fuzzy Takagi-Sugeno, incluindo também as diretrizes para o projeto de um controlador Fuzzy Takagi-Sugeno. O capítulo 5 desenvolve um modelo fuzzy Takagi-Sugeno para o motor de indução sob a ação da malha de controle de corrente, e apresenta uma validação do modelo Takagi-Sugeno obtido frente ao modelo fenomenológico do sistema. No capítulo 6 são utilizados os conceitos apresentados nos capítulos anteriores para o projeto de um controlador fuzzy Takagi-Sugeno para o controle de velocidade do motor de indução considerando os controladores de corrente. No capítulo 7 são apresentados testes de simulação, no ambiente *Matlab-Simulink*, para variações na referência de velocidade e variações paramétricas no momento de inércia do conjunto motor de indução e carga, comparando-se o desempenho do controlador de velocidade fuzzy Takagi-Sugeno desenvolvido ao desempenho do controlador PI convencional para velocidade, como critério para comparação dos resultados dos controladores utiliza-se a função custo *ISE* (do inglês – *Integral Square Error*). E por fim, o capítulo 8 apresenta as conclusões e propostas para trabalhos futuros.

2. Modelagem Dinâmica do Motor de Indução e Controle Vetorial

2.1. Introdução

Para um projeto adequado de um sistema de acionamento com velocidade variável é de vital importância o conhecimento de um modelo dinâmico do motor a ser controlado. Este modelo deve incorporar todos os principais efeitos dinâmicos que ocorrem durante a operação transitória e em regime permanente do motor. (Palma, 1999)

Embora haja vasta literatura a respeito da modelagem do motor de indução (Krause, 2002) (Ong, 1998) (Vas, 1998), os modelos apresentados exibem diferenças substanciais, tanto na notação quanto nos objetivos. Desta forma, a extração de um modelo que facilite a implementação de controle de velocidade do motor dentro de um esquema de controle por orientação de campo se faz necessária.

Neste trabalho, o motor de indução considerado para a modelagem possui dois pólos, enrolamentos trifásicos, e rotor gaiola de esquilo, ou seja, as bobinas do rotor são curto-circuitada. Considera-se ainda que os enrolamentos do estator e do rotor estão distribuídos senoidalmente defasados de 120° entre as respectivas fases (Barbi, 1985).

Na representação trifásica do modelo do motor de indução obtém-se as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico das grandezas, por fase, tanto no rotor quanto no estator da máquina. A notação matricial é adotada devido existir um número considerável de variáveis no

modelo. Assim sendo, definem-se as tensões, correntes e fluxos no motor por fase, como sendo vetores colunas:

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \psi_{abc} = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

O motor de indução pode ser visto como um circuito magnético acoplado e, como tal, o equacionamento eletromagnético resulta nas equações de tensão e fluxo de estator e rotor, apresentadas em notação matricial a seguir:

Os subíndices 'a', 'b' e 'c' referem-se às fases do motor, e 's' e 'r' indicam se tratar de variáveis do estator e do rotor, respectivamente.

$$v_{abc,s} = R_s i_{abc,s} + \frac{d}{dt} \psi_{abc,s} \quad (2.2)$$

$$v_{abc,r} = R_r i_{abc,r} + \frac{d}{dt} \psi_{abc,r} \quad (2.3)$$

$$\psi_{abc,s} = L_{ss} i_{abc,s} + L_{sr} i_{abc,r} \quad (2.4)$$

$$\psi_{abc,r} = L_{rs} i_{abc,s} + L_{rr} i_{abc,r} \quad (2.5)$$

onde as matrizes de indutâncias L_{ss} e L_{rr} possuem elementos constantes e são dadas na forma

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{lr} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{lr} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{lr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

E as matrizes de indutâncias mútuas, \mathbf{L}_{sr} e \mathbf{L}_{rs} , são iguais e os elementos são dependentes de θ_r , o ângulo do eixo do rotor, na forma

$$\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

A partir da substituição das equações de fluxo nas equações das tensões terminais, um modelo trifásico do motor, que relaciona as tensões com as correntes do estator e do rotor, é obtido, como pode ser verificado nas equações (2.9) e (2.10).

$$v_{abc,s} = R_s i_{abc,s} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{ss} i_{abc,s} + \mathbf{L}_{sr} i_{abc,r}) \quad (2.9)$$

$$v_{abc,r} = R_r i_{abc,r} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{rs} i_{abc,s} + \mathbf{L}_{rr} i_{abc,r}) \quad (2.10)$$

Entretanto o modelo obtido com esta representação é variante no tempo, haja vista que a matriz de indutância mútua \mathbf{L}_{sr} é dependente do ângulo do rotor θ_r . Desta forma as indutâncias variam com a posição do eixo do motor. Assim, este modelo não é o mais adequado para aplicações de projeto de controladores, pois resulta em equações diferenciais com coeficientes variantes no tempo.

2.2. Transformação $\alpha - \beta$ (Transformação de Concordia)

Com o objetivo de se chegar a modelos mais simples para a análise do motor de indução, as grandezas de rotor e estator passam a ser representadas em um sistema ortogonal (α, β) , fixado no estator, onde o sistema trifásico (a, b, c) é projetado em um sistema de dois eixos, perpendiculares entre si. A

transformação $\alpha - \beta$ diagonaliza as matrizes que relacionam as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator L_{SS} , e também entre os enrolamentos do rotor L_{rr} . Desta forma, estabelece-se um equivalente bifásico para o estator e para o rotor, com as mesmas características elétricas e mecânicas (Maschio, 2006), na figura 2.1 é apresentado a projeção do sistema trifásico nos eixos α, β . Nota-se na figura 2.1 que o eixo ' α ' coincide com o eixo ' a ' do sistema trifásico (Bose, 2002).

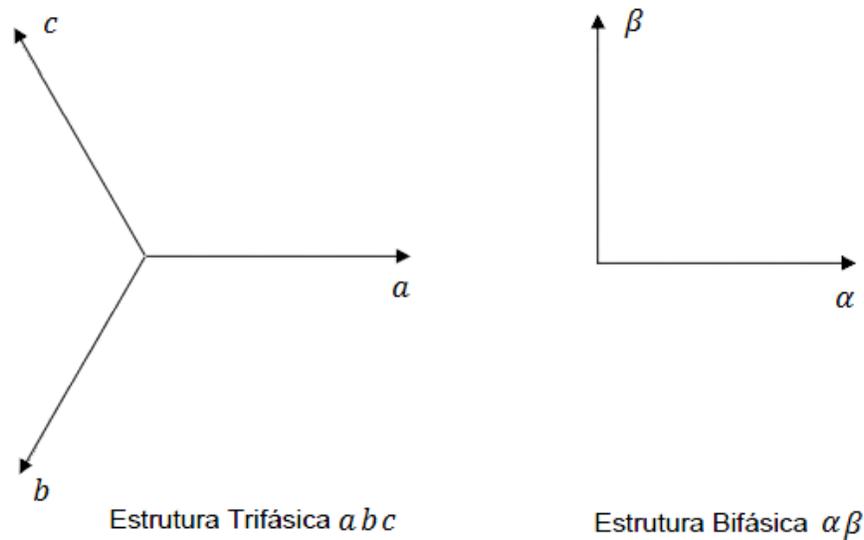


Figura 2.1 – Representação no eixo alfa beta

Supondo-se operação balanceada nos enrolamentos das fases a, b e c de rotor e de estator as matrizes de transformação de Concordia, são dadas por (Palma, 1999):

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T^T \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

onde

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Aplicando-se a transformação de Concordia apresentada nas equações (2.11) e (2.12) nas equações (2.9) e (2.10), obtém-se:

$$v_{\alpha\beta,s} = T^T R_s T i_{\alpha\beta,s} + \frac{d}{dt} (T^T \mathbf{L}_{ss} T i_{\alpha\beta,s} + T^T \mathbf{L}_{sr} T i_{\alpha\beta,r}) \quad (2.14)$$

$$v_{\alpha\beta,r} = T^T R_r T i_{\alpha\beta,r} + \frac{d}{dt} (T^T \mathbf{L}_{rs} T i_{\alpha\beta,s} + T^T \mathbf{L}_{rr} T i_{\alpha\beta,r}) \quad (2.15)$$

Desta forma as equações podem ser reescritas da seguinte forma

$$v_{\alpha\beta,s} = R_s i_{\alpha\beta,s} + \frac{d}{dt} (L_s i_{\alpha\beta,s} + \mathbf{L}'_{sr} i_{\alpha\beta,r}) \quad (2.16)$$

$$v_{\alpha\beta,r} = R_r i_{\alpha\beta,r} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}'_{rs} i_{\alpha\beta,s} + L_r i_{\alpha\beta,r}) \quad (2.17)$$

onde as indutâncias L_s , L_r , e as matrizes \mathbf{L}_{sr} e \mathbf{L}_{rs} assumem as seguintes formas

$$L_s = L_{ls} - L_{sm} \quad (2.18)$$

$$L_r = L_{lr} - L_{rm} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{L}'_{sr} = \mathbf{L}'_{rs} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Considerando-se que o referencial ortogonal é representado em um plano complexo, as grandezas elétricas que descrevem o modelo do motor podem ser representadas como mostram as equações (2.21) a (2.23). A figura 2.2 apresenta o vetor espacial da tensão de estator.

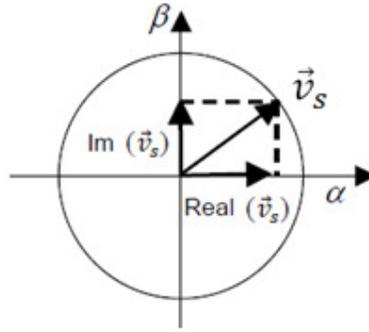


Figura 2.2 – Representação gráfica do sistema de eixos. Sistema bifásico com plano ortogonal complexo

$$\bar{v} = v_{\alpha} + jv_{\beta} \quad (2.21)$$

$$\bar{i} = i_{\alpha} + ji_{\beta} \quad (2.22)$$

$$\bar{\psi} = \psi_{\alpha} + j\psi_{\beta} \quad (2.23)$$

Desta forma as equações de tensão e fluxo de estator e de rotor são reescritas sob a forma compacta

$$\bar{v}_{\alpha\beta,s} = R_s \bar{i}_{\alpha\beta,s} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{\alpha\beta,s} \quad (2.24)$$

$$\bar{v}_{\alpha\beta,r} = R_r \bar{i}_{\alpha\beta,r} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{\alpha\beta,r} \quad (2.25)$$

$$\bar{\psi}_{\alpha\beta,s} = L_s \bar{i}_{\alpha\beta,s} + L_m \bar{i}_{\alpha\beta,r} \quad (2.26)$$

$$\bar{\psi}_{\alpha\beta,r} = L_m \bar{i}_{\alpha\beta,s} + L_r \bar{i}_{\alpha\beta,r} \quad (2.27)$$

Complementando o modelo do motor de indução, a equação diferencial representando a dinâmica da mecânica do motor deve ser incluída ao conjunto

de equações diferenciais do modelo. A equação que define o torque eletromagnético produzido no motor pode ser expressa por:

$$T_e = \frac{3p}{2} \text{Im}\{\vec{i}_{\alpha\beta,s} \vec{\psi}_{\alpha\beta,s}^*\} = -\frac{3p}{2} \text{Im}\{\vec{i}_{\alpha\beta,r} \vec{\psi}_{\alpha\beta,r}^*\} \quad (2.28)$$

Onde p representa o número de pólos do motor.

Dessa forma, a equação que rege a dinâmica rotativa da parte mecânica é dada por:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (T_e - T_L - K_D \omega_r) \quad (2.29)$$

Onde T_e o torque eletromagnético e T_L o torque de carga; J é o momento de inércia do motor e K_D o coeficiente de atrito viscos.

2.3. Transformação $d - q$

A transformação $d - q$ permite representar as grandezas do sistema em termo de um referencial girante, proporcionando, desta forma, uma redução significativa na complexidade do modelo. Haja vista que os coeficientes nas equações diferenciais tornam-se constantes (VAS, 1993).

A figura 2.3 apresenta a representação $\alpha \beta$ em um referencial genérico, onde k exprime o ângulo de rotação do referencial genérico em relação ao referencial fixo $\alpha \beta$, θ a diferença angular entre os referenciais estacionários ao estator e ao rotor e θ_2 o ângulo entre o referencial no rotor e o genérico d, q . Os enrolamentos em relação ao estator estão em repouso, os enrolamentos do rotor, $\alpha_r \beta_r$, giram com velocidade ω_r em relação ao estator, e os eixos referenciais d, q giram com velocidade ω_k .

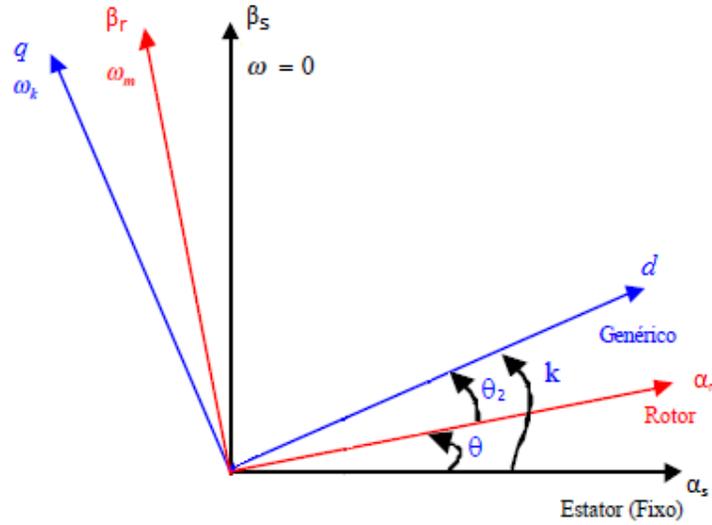


Figura 2.3 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico.

A transformação para coordenadas dq em relação a $\alpha\beta, s$ é definida, então, como:

$$\bar{x}_{dq} = x_d + jx_q = e^{-jk} \bar{x}_{\alpha\beta, s} \quad (2.30)$$

No caso de derivadas em relação ao tempo, tem-se:

$$\frac{d}{dt} \bar{x}_{\alpha\beta, s} = \frac{d}{dt} (e^{jk} \bar{x}_{dq}) = e^{jk} \frac{d}{dt} \bar{x}_{dq} + j \frac{d}{dt} k e^{jk} \bar{x}_{dq} \quad (2.31)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{x}_{dq} = e^{jk} \frac{d}{dt} \bar{x}_{\alpha\beta, s} - j \frac{d}{dt} k \bar{x}_{dq} \quad (2.32)$$

A transformação dq em relação a $\alpha\beta, r$ utiliza procedimento análogo ao referencial dq em relação ao estator. Entretanto o ângulo envolvido na transformação é θ_2 , dado por $k - \theta$.

Aplicando-se (2.30), (2.31) e (2.32) as equações de tensão e fluxo de estator e de rotor, obtém-se:

$$\bar{v}_{dqs} = R_s \bar{i}_{dqs} e^{jk} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dqs} e^{jk} + j \frac{d}{dt} k \bar{\psi}_{dqs} e^{jk} \quad (2.33)$$

$$\bar{v}_{dqr} = R_r \bar{i}_{dqr} e^{j(k-\theta)} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dqr} e^{j(k-\theta)} + j \frac{d}{dt} (k - \theta) \bar{\psi}_{dqr} e^{j(k-\theta)} \quad (2.34)$$

$$\bar{\psi}_{dqs} = L_s \bar{i}_{dqs} + L_m \bar{i}_{dqr} \quad (2.35)$$

$$\bar{\psi}_{rdq} = L_m \bar{i}_{sdq} + L_r \bar{i}_{rdq} \quad (2.36)$$

Sabendo-se que o motor de indução utilizado é com rotor em gaiola de esquilo, tem-se que $v_{rdq} = 0$. Fazendo uso das velocidades de referência em substituição as derivadas dos ângulos, ou seja, $\omega_k = \frac{dk}{dt}$ e $\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$, as equações (2.33) e (2.34) podem ser reescritas como:

$$\bar{v}_{dqs} = R_s \bar{i}_{dqs} e^{jk} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dqs} e^{jk} + j \omega_k \bar{\psi}_{dqs} e^{jk} \quad (2.37)$$

$$0 = R_r \bar{i}_{dqr} e^{j(k-\theta)} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dqr} e^{j(k-\theta)} + j(\omega_k - \omega_r) \bar{\psi}_{dqr} e^{j(k-\theta)} \quad (2.38)$$

E a equação que define o torque eletromagnético produzido no motor passa a ser escrita como:

$$T_e = L_m \text{Im}(\bar{i}_{dqs} \bar{i}_{dqr}^*) \quad (2.39)$$

Dependendo do valor da velocidade atribuída ao referencial dq , diferentes referenciais podem ser representados (Bim, 2009).

- Sistema estacionário (fixo no estator): $\omega_k = 0$;
- Sistema girante síncrono (campo do estator): $\omega_k = \omega_s$;
- Sistema girante rotórico: $\omega_k = \omega_r = \frac{p}{2} \omega_m$

onde ω_s é a velocidade síncrona ($\omega_s = 2\pi f_s$, onde $f_s = 60\text{Hz}$ para o sistema brasileiro).

Visando diminuir a complexidade da análise do modelo desenvolvido, e facilitar o projeto de um sistema de controle é utilizada a representação do

modelo do motor de indução na forma de espaço de estados. As variáveis de estado selecionadas são as componentes da corrente do estator e do fluxo do rotor, $\vec{i}_{\alpha\beta,s}$ e $\vec{\psi}_{\alpha\beta,r}$. A adoção destas variáveis está relacionada à estratégia de controle do motor de indução, denominada controle por orientação de campo. O controle vetorial por orientação de fluxo objetiva desacoplar o controle de fluxo e de torque elétrico de modo a tornar o desempenho dinâmico dos motores de indução comparável ao dos motores de corrente contínua com excitação separada. (Vas, 1998) (Bim, 2009)

2.2. Modelo Vetorial em Espaço de Estados – Corrente do estator e Fluxo do rotor.

Nesta seção um modelo de motor de indução será representado na forma de espaço de estados, o qual será utilizado nas simulações do motor de indução apresentadas neste trabalho. A entrada do modelo é o vetor de tensões do estator e as saídas do modelo são o vetor de corrente do estator, os estados são os vetores de corrente do estator e fluxo do rotor. O modelo é representado no referencial dq girando com velocidade arbitrária, ω_k .

Com este objetivo, é necessário que o vetor corrente no rotor, \bar{i}_{rdq} , e fluxo no estator, $\bar{\psi}_{sdq}$ seja dado em função das variáveis de estado selecionadas, corrente no estator e fluxo no rotor (\bar{i}_{sdq} e $\bar{\psi}_{rdq}$). A partir da manipulação das equações (2.35) a (2.38), é possível obter o conjunto de equações das derivadas das variáveis de estado selecionadas em função das variáveis de estado selecionadas. As equações são apresentadas no eixo

direto (d) e no eixo em quadratura (q) separadamente, como apresentado a seguir (Palma, 1999):

$$\frac{d}{dt} i_{ds} = -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) i_{ds} + \omega_k i_{qs} + \frac{L_m}{L_s L_r \sigma \tau_r} \psi_{dr} + \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} \omega_r \psi_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} v_{ds} \quad (2.40)$$

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = -\omega_k i_{ds} - \left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) i_{qs} - \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} \omega_r \psi_{dr} + \frac{L_m}{L_s L_r \sigma \tau_r} \psi_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} v_{qs} \quad (2.41)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{dr} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{dr} + (\omega_k - \omega_r) \psi_{qr} \quad (2.42)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{qr} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{qs} - (\omega_k - \omega_r) \psi_{dr} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{qr} \quad (2.43)$$

onde:

$\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$, é definido como coeficiente de dispersão;

$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, é a constante de tempo do rotor.

A equação do torque eletromagnético escrita em função das variáveis de estado é expressa por:

$$T_e = \frac{3 L_m}{2 L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (2.44)$$

A representação em espaço de estado do modelo com referencial girante genérico, definido pelas equações de (2.40) a (2.43), é dada na forma:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

onde:

$$x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \psi_{dr} \ \psi_{qr}]^T \quad (2.46)$$

$$u = [v_{ds} \ v_{qs}]^T \quad (2.47)$$

$$y = [i_{ds} \ i_{qs}]^T \quad (2.48)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) & \omega_k & \frac{L_m}{L_sL_r\sigma\tau_r} & \omega_r \frac{L_m}{L_sL_r\sigma} \\ -\omega_k & -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) & -\omega_r \frac{L_m}{L_sL_r\sigma} & \frac{L_m}{L_sL_r\sigma\tau_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & (\omega_k - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & -(\omega_k - \omega_r) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

O modelo em espaço de estados do motor de indução apresentado possibilita a aplicação da estratégia de controle vetorial por orientação de campo, conforme será apresentado na próxima seção.

2.3. Controle Vetorial por Orientação de Campo do Rotor do Motor de Indução.

Em uma máquina de corrente contínua os fluxos de armadura e de campo são espacialmente ortogonais, independentemente da posição do rotor, da carga ou do grau de excitação da máquina. Essa ortogonalidade torna possível estabelecer um controle desacoplado para corrente de armadura (componente de torque elétrico) e para corrente de campo, a qual é

responsável pela geração do fluxo indutor. Em motores de indução a situação é bem mais complicada, pois não existe um circuito físico exclusivo para o campo e isso torna o seu controle desafiador, já que as grandezas dependem da posição instantânea do rotor.

Quando se controla apenas a magnitude das grandezas elétricas ou magnéticas, diz-se que o controle é escalar; por sua vez, quando a magnitude e a posição angular dessas grandezas são controladas – o que equivale a dizer que se controlam as componentes de eixo direto e em quadratura – diz-se que o controle é vetorial (Bim, 2009).

A equação de torque eletromagnético (2.44) mostra um forte acoplamento entre a corrente de estator e fluxo do rotor. Dessa forma, para se estabelecer as condições fundamentais para o desacoplamento entre essas grandezas é necessário primeiramente que o modelo seja representado em um referencial orientado de acordo com o vetor espacial do fluxo de rotor (Vas, 1998). Procede-se à transformação das coordenadas dq para um sistema de coordenadas DQ tal que D fica orientado segundo a direção e sentido de $\bar{\psi}_r$, como fica ilustrado na figura 2.4.

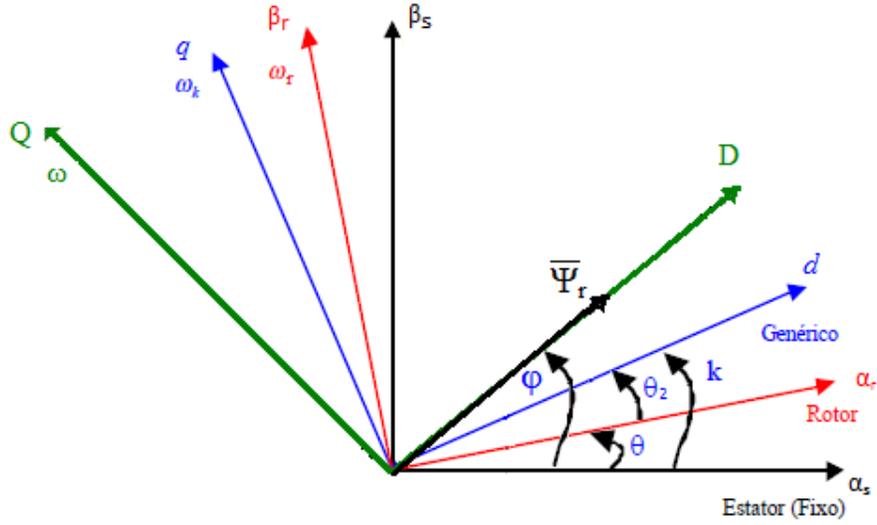


Figura 2.4 – Referencial sobre o fluxo rotórico.

Neste referencial adotado, o ângulo do referencial DQ em relação ao referencial fixo no estator é dado por φ , e a velocidade com que esse referencial irá girar será $\omega = d\varphi/dt$, desta forma, a velocidade ω_k , do referencial arbitrário, será substituída pela velocidade do sistema DQ , ω , nas equações do modelo do motor. Além disso, o referencial DQ é selecionado propositalmente de modo que o fluxo do rotor só tem componente no eixo D , desta forma, as seguintes condições são estabelecidas: $\psi_{Dr} \equiv \bar{\psi}_r$, $\psi_{Qr} = 0$. É importante ressaltar que a representação do modelo do motor em coordenadas de fluxo do rotor só é válida para $\psi_r \neq 0$, ou seja, com o motor excitado. Aplicando-se essas condições, o modelo fica expresso na forma:

$$\frac{d}{dt} i_{Ds} = -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) i_{Ds} + \omega i_{Qs} + \frac{L_m}{L_s L_r \sigma \tau_r} \psi_r + \frac{1}{L_s\sigma} v_{Ds} \quad (2.52)$$

$$\frac{d}{dt} i_{Qs} = -\omega i_{Ds} - \left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) i_{Qs} - \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} \omega_r \psi_r + \frac{1}{L_s\sigma} v_{Qs} \quad (2.53)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{Dr} = \frac{d}{dt} \psi_r = \frac{L_m}{\tau_r} i_{Ds} - \frac{1}{\tau_r} \psi_r \quad (2.54)$$

$$0 = \frac{L_m}{\tau_r} i_{Qs} - (\omega - \omega_r) \psi_r \quad (2.55)$$

A expressão para o torque eletromagnético aparece na forma simplificada

$$T_e = \frac{3 L_m}{2 L_r} (\psi_r i_{Qs}) \quad (2.56)$$

A equação (2.57) estabelece que a amplitude do fluxo do rotor é dependente apenas da componente direta de corrente do estator. O fluxo do rotor é considerado como um valor constante, $\psi_r = \frac{v_l}{\omega_r}$, dentro da faixa de velocidade síncrona nominal do motor. A partir dessas considerações pode-se estabelecer uma corrente no eixo direto de referência para o controle vetorial, dada por:

$$i_{Ds}^* = \frac{1}{L_m} \psi_r^* = \text{constante} \quad (2.57)$$

A corrente de referência do eixo em quadratura é obtida através da equação (2.56).

$$i_{Qs}^* = \frac{2 L_r}{3 L_m} \frac{T_e^*}{\psi_r^*} \quad (2.58)$$

Assim sendo, uma vez o fluxo do rotor estabelecido e mantido constante, é possível comandar instantaneamente o torque eletromagnético por variação apenas da componente de corrente em quadratura, em analogia com o controle em uma máquina de corrente contínua.

Para a aplicação desta técnica é necessário conhecer a cada instante a posição espacial φ do fluxo do rotor. O fluxo e a sua posição angular podem ser determinados diretamente por medição, por estimadores ou por

observadores, caracterizando o controle vetorial direto. No método indireto esse ângulo é estimado com a ajuda do modelo orientado do motor de indução (Bim, 2009).

Através de simples manipulação da equação (2.55) é possível então obter-se a velocidade do referencial DQ no fluxo de rotor, a qual é dada por:

$$\omega = \omega_r + \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{Qs}^*}{\psi_r^*} \quad (2.59)$$

O ângulo de orientação φ do campo orientado é obtido através da integração da equação (2.59)

$$\varphi = \theta + \int \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{Qs}^*}{\psi_r^*} \quad (2.60)$$

É importante observar que o ângulo de orientação é inversamente proporcional a constante de tempo do rotor, τ_r , sendo que este parâmetro varia com a temperatura, com a frequência elétrica da corrente que circula nas bobinas e com os valores de fluxo do motor.

O diagrama da figura 2.5 ilustra um diagrama de blocos típico do método indireto aplicado ao controle de velocidade, o qual será o método utilizado neste trabalho.

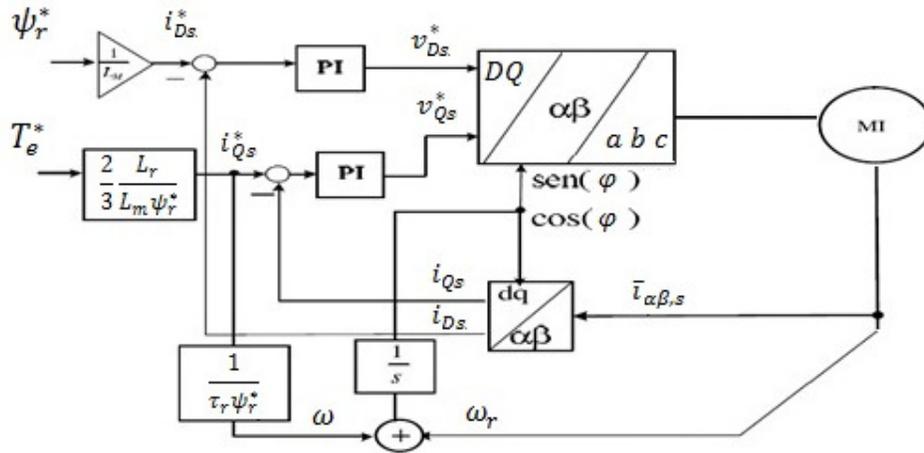


Figura 2.5 – Digrama de Blocos do Método Indireto de Controle Vetorial por Orientação de Campo.

O diagrama da figura 2.5 resume o algoritmo utilizado na implementação do controle vetorial por orientação de campo. Neste caso, o vetor corrente é mensurado em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ e, em seguida o vetor de correntes do estator $\bar{i}_{\alpha\beta,s}$ é transformado para o referencial síncrono DQ. As componentes da corrente do estator, i_{Qs} e i_{Ds} , são então comparadas às correntes de referência i_{sQ}^* e i_{sD}^* . O resultado dessa comparação é utilizado como referência para os controladores de corrente do tipo PI. A saída dos controladores de corrente gera então as tensões de referência, v_{Qs}^* e v_{Ds}^* , que serão utilizadas pelo comando do inversor para produzir as componentes trifásicas da tensão do estator, v_a, v_b e v_c , que irão alimentar o motor de indução.

2.4. Conclusão

Neste capítulo foi desenvolvida a modelagem dinâmica do motor de indução, em função das variáveis de estado corrente no estator e fluxo no rotor (\bar{i}_{sdq} e $\bar{\psi}_{rdq}$).

Posteriormente, a estratégia do controle vetorial por orientação do fluxo do rotor foi aplicada ao modelo dinâmico do motor. E, a partir das condições impostas pelo controle vetorial, $\psi_{Dr} \equiv \bar{\psi}_r$, $\psi_{Qr} = 0$, um modelo desacoplado do motor foi obtido, o qual permite controlar o torque eletromagnético, T_e , a partir somente da componente em quadratura da corrente do estator, i_{Qs} . Tal modelo facilita enormemente a aplicação de estratégias de controle para o motor de indução, e será utilizados nos capítulos posteriores.

3. Projeto de Controlador PI para as malhas de Corrente e Velocidade

3.1. Introdução

Neste capítulo um projeto de controlador PI contínuo será desenvolvido para o controle da malha de corrente do controle vetorial por orientação de campo e, um controlador PI para o controle de velocidade do motor de indução.

O controlador de velocidade projetado neste capítulo será comparado ao controlador Fuzzy Takagi-Sugeno desenvolvido na dissertação. A escolha do PI contínuo como parâmetro de comparação deve-se à grande aplicação deste tipo de controlador a vários problemas de controle de sistemas, sendo o seu projeto bem definido e bastante disseminado na literatura (Ogata, 2005) (Ioan D. Landau e Gianluca Zito, 2002)

3.2. Controlador PI

A figura 3.1 apresenta o diagrama de blocos de um controlador PI analógico convencional. Sendo este controlador composto por uma componente proporcional e uma integral, que calculam o erro entre o sinal de referência e a saída do sistema. A lei de controle para o controlador PI contínuo pode ser expressa conforme 3.1:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (3.1)$$

Onde K_p é o ganho proporcional, K_i o ganho integral, $e(t)$ o erro dado pela diferença entre a referência $r(t)$ e a saída da planta $y(t)$, e $u(t)$ é o sinal de controle.

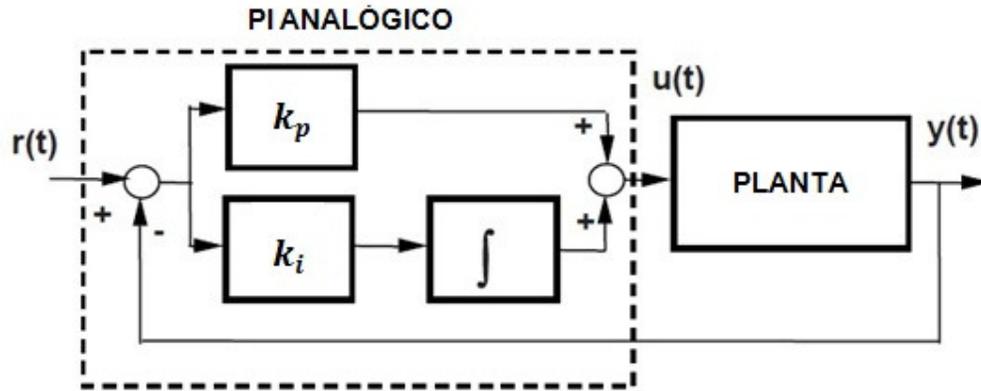


Figura 3.1 – Controlador PI Analógico.

3.2.2 Projeto de controlador PI por alocação de pólos

No projeto de um controlador PI, é determinada a função de transferência em malha fechada que satisfaça as especificações de desempenho do projeto. Nestas condições, o problema reduz-se à síntese de controladores por alocação de pólos, quando o desempenho desejado é especificado em termos de um polinômio para o denominador da função de transferência do sistema em malha fechada.

Para as malhas de controle utilizadas no motor de indução, conforme será visto, a planta poderá ser representada, de forma simplificada, por um sistema de primeira ordem da forma:

Pode-se considerar, no projeto do controlador PI, que a dinâmica do sistema em malha fechada seja de segunda ordem. Assim, as especificações de desempenho apresentada por este sistema, tais como tempo de subida e sobressinal, são utilizadas para se determinar os pólos em malha fechada desejados. Estes parâmetros de desempenho encontram relação direta com a frequência natural de oscilação ω_n e com o coeficiente de amortecimento ξ .

3.3. Projeto do Controlador PI para a Malha de Corrente

O desempenho do controle de velocidade do motor de indução utilizando a estratégia de controle vetorial depende intimamente de controladores para as malhas de corrente do motor. Estes controladores irão estabelecer as componentes $D - Q$ de tensão nos enrolamentos do estator do motor de modo que as variáveis torque e fluxo sejam adequadamente ajustadas, conforme analisado no diagrama de blocos ilustrado na figura 2.5 .

É importante que as malhas de controle de corrente sejam as mais rápidas do sistema de controle, permitindo desta forma que o controlador de velocidade atue diretamente na parte mecânica do motor. A figura 3.2 apresenta o diagrama de blocos dos controladores de corrente do motor de indução.

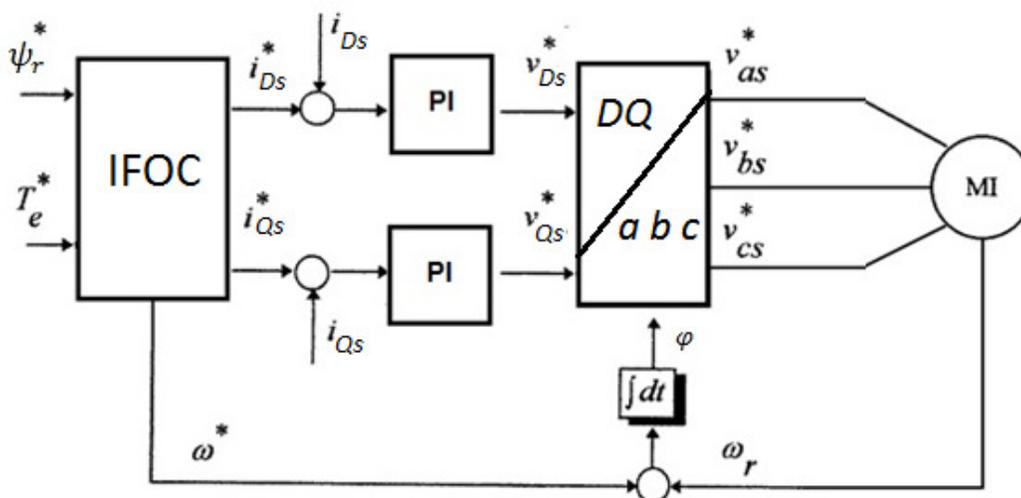


Figura 3.2 – Diagrama de blocos dos controladores de corrente.

3.3.1 Planta para o controle de corrente

O modelo dinâmico da planta da malha de corrente pode ser determinado analisando a equação dinâmica das correntes de eixo D e Q, conforme apresentadas no capítulo de modelagem do motor de indução.

A equação dinâmica da corrente no eixo Q é dada por:

$$\frac{di_{Qs}}{dt} = -\left(\frac{r_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)i_{Qs} + \frac{L_m}{\tau_r\sigma L_r L_s}\psi_{Qr} - \frac{L_m\omega_r}{\sigma L_r L_s}\psi_{Dr} + \frac{1}{\sigma L_s}v_{Qs} \quad (3.2)$$

Observando-se (3.2) percebe-se que a corrente no eixo q é uma relação dinâmica que envolve diretamente a tensão v_{qs} , que é a entrada da planta, ou ainda, o sinal de controle do controlador de corrente. A menos de dois termos envolvendo os fluxos, $\frac{L_m}{\tau_r\sigma L_r L_s}\psi_{Qr}$ e $\frac{L_m\omega_r}{\sigma L_r L_s}\psi_{Dr}$, que podem ser desprezados.

Tal consideração é bastante razoável na medida em que o termo $\frac{L_m}{\tau_r\sigma L_r L_s}\psi_{Qr}$ é zerado dentro da malha de controle vetorial, por conta da condição imposta de orientação do fluxo no eixo D, implicando que ψ_{Qr} deve ser nulo, como explicado no capítulo anterior. Já a parcela $\frac{L_m\omega_r}{\sigma L_r L_s}\psi_{Dr}$ pode ser caracterizada como uma perturbação proporcional a velocidade, haja vista que o fluxo no eixo D é mantido constante. Para variações lentas de velocidade e para fluxo ψ_{Dr} constante, este termo poderá ser considerado como uma perturbação constante, cuja ação é minimizada pela ação integral do controle PI (Leonhard, 1990).

Sendo assim, a relação dinâmica entre a tensão no eixo v_{Qs} e a corrente i_{Qs} pode ser considerada, para efeito de projeto de controlador de corrente, como sendo uma dinâmica de primeira ordem na forma:

$$\frac{di_{Qs}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)i_{Qs} + \frac{1}{\sigma L_s}v_{Qs} \quad (3.3)$$

Fazendo,

$$k_{1i} = \left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)$$

$$k_{2i} = \frac{1}{\sigma L_s}$$

E aplicando-se a transformada de Laplace na equação (3.3), tem-se função de transferência para a corrente no eixo Q :

$$sI_{Qs}(s) = -k_{1i}I_{Qs}(s) + k_{2i}V_{Qs}(s)$$
$$\frac{I_{Qs}(s)}{V_{Qs}(s)} = \frac{k_{2i}}{s+k_{1i}} \quad (3.4)$$

Dividindo-se o numerador e o denominador da equação (3.4) por k_{1i} , obtém-se então:

$$\frac{I_{Qs}(s)}{V_{Qs}(s)} = \frac{k_{2i}/k_{1i}}{1/k_{1i}s+1} = \frac{K_{iQs}}{\tau_{iQs}s+1} \quad (3.5)$$

Onde K_{iQs} e τ_{iQs} são o ganho e a constante de tempo da malha de corrente do eixo q respectivamente.

Para os valores dos parâmetros elétricos do motor de indução utilizado neste trabalho, tabela 3.1, o ganho e a constante de tempo das malhas de corrente são os seguintes:

$$K_{iQs} = \frac{1/\sigma L_s}{\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)} = 0.0335 \quad (3.6)$$

$$\tau_{i_{Qs}} = \left(\frac{L_s \sigma}{R_s} + \frac{\tau_r \sigma}{1 - \sigma} \right) = 0.0034 \quad (3.7)$$

O procedimento é análogo para a dinâmica no eixo D , com:

$$K_{i_{Ds}} = \frac{1/\sigma L_s}{\left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1 - \sigma}{\tau_r \sigma} \right)} = 0.0335 \quad (3.8)$$

$$\tau_{i_{Ds}} = \left(\frac{L_s \sigma}{R_s} + \frac{\tau_r \sigma}{1 - \sigma} \right) = 0.0034 \quad (3.9)$$

Tabela 3.1 – Parâmetros do Motor de Indução

Parâmetros do Motor de Indução	Valor
S_n - Potência nominal	0.5 CV
ω_n - Velocidade nominal	377 rad/s
R_s - Resistência do estator	21.60 Ω
R_r - Resistência do rotor	11.03 Ω
L_s - Indutância do estator	0.399 H
L_r - Indutância do rotor	0.399 H
P – Número de pólos	2
J - Momento de inércia	0.0012 kg m ²
K_D - Coeficiente de atrito viscoso	0.0009

Sendo assim a função de transferência que representa a dinâmica em malha aberta para as correntes do estator i_{Ds} e i_{Qs} , pode ser representada como:

$$H(s) = \frac{K_{iq}}{\tau_{iq}s+1} = \frac{0.335}{0.0034s+1} \quad (3.10)$$

Na figura 3.3, é apresentada a resposta ao degrau unitário para a dinâmica do modelo da planta em malha aberta, utilizado no projeto do controlador PI de corrente, $H(s)$.

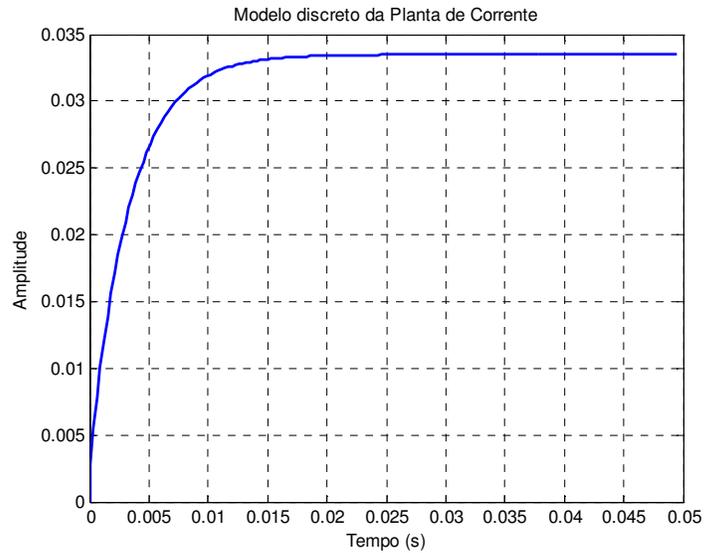


Figura 3.3 – Resposta ao degrau do modelo em malha aberta para a corrente.

Conforme foi previsto pela análise, o sistema possui um comportamento característico de sistemas de primeira ordem, com uma constante de tempo em torno de 0.003 segundos.

3.3.2. Projeto do controlador de corrente

Como citado em sessão anterior, é possível considerar no projeto do controlador PI, que a dinâmica do sistema em malha fechada seja de segunda ordem. Desta forma, os pólos em malha fechada desejados serão

especificados através de características de desempenho para este tipo de sistemas, tais como tempo de acomodação e sobressinal.

Para o sistema em malha fechada do conjunto controlador mais planta da malha de corrente o coeficiente de amortecimento escolhido é de $\xi = 0.7$. Este valor de ξ é relacionado ao critério de 5% para o tempo de acomodação, t_s , do sistema. O tempo de assentamento do sistema utilizando o critério de 5%, pode ser aproximado conforme (Ogata, 2005):

$$t_s = \frac{3}{\omega_n \xi} \quad (3.11)$$

onde ω_n é a freqüência natural em rad/s.

Para o projeto do controlador de corrente será utilizado um tempo de assentamento de $t_s = 0.006s$, que corresponde a aproximadamente duas vezes a constante de tempo da planta de corrente, 0.0034 segundos e coeficiente de amortecimento de $\xi = 0.7$. Desta forma, $\omega_n = 714.28$ rad/s. Com esta escolha de tempo de assentamento, o inversor em conjunto com a regulação PI de corrente, terá uma ação quase que instantânea, quando for considerado o controle de velocidade do motor.

A partir dos valores dos critérios de desempenho selecionados é possível então calcular os pólos desejados para o sistema em malha fechada.

$$pólos\ desejados = -500 \pm j510.10 \quad (3.12)$$

Estabelecidos os valores dos critérios de desempenho, $\xi = 0.7$ e $\omega_n = 714.28$ rad/s, os valores dos ganhos proporcional e do tempo integral para o controlador de corrente podem ser encontrados através da equação em malha fechada da planta de corrente mais o controlador.

$$H(s) = \frac{\left(K_p s + \frac{K_p}{T_i}\right)}{s} \frac{K_{iQ}}{(1+s\tau_{iQ})} \quad (3.13)$$

$$H_{MF} = \frac{K_{iQ}K_p s + K_{iQ}K_p/T_i}{s(1+s\tau_{iQ}) + K_{iQ}K_p s + K_{iQ}K_p/T_i} \quad (3.14)$$

$$H_{MF} = \frac{\left(\frac{K_{iQ}K_p}{\tau_{iQ}}\right)s + \frac{K_{iQ}K_p}{\tau_{iQ}T_i}}{s^2 + \left(\frac{1+K_{iQ}K_p}{\tau_{iQ}}\right)s + \frac{K_{iQ}K_p}{\tau_{iQ}T_i}} \quad (3.15)$$

Comparando-se o polinômio da planta em malha fechada ao polinômio característico de sistemas de segunda ordem, tem-se:

$$s^2 + \left(\frac{1+K_{iQ}K_p}{\tau_{iQ}}\right)s + \frac{K_{iQ}K_p}{\tau_{iQ}T_i} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.16)$$

Sendo assim os ganhos serão dados por:

$$K_{piQ} = \frac{2\xi\omega_n\tau_{iQ}-1}{K_{iQ}} \quad (3.17)$$

$$\frac{K_p}{T_i} = K_{iiQ} = \frac{\omega_n^2\tau_{iQ}}{K_{iQ}} \quad (3.18)$$

Desta forma, os valores dos ganhos para o controlador de corrente são dados por:

$$K_{piQ} = 70.3954 \quad (3.19)$$

$$K_{iiQ} = 0.000511 \quad (3.20)$$

3.4. Controlador PI de Velocidade

3.4.1 Planta de velocidade

O modelo dinâmico da planta de velocidade do motor pode ser derivado a partir da equação mecânica de velocidade, dada por:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (T_e - T_L - K_D \omega_r) \quad (3.21)$$

Considerando o torque de carga, T_L , como um distúrbio externo e aplicando-se a transformada de Laplace na equação (3.21), tem-se função de transferência para a velocidade:

$$sW_r(s) = \frac{1}{J} (T_e(s) - K_D W_r(s))$$
$$\frac{W_r(s)}{T_e(s)} = \frac{1/J}{s + k_D/J} \quad (3.22)$$

Dividindo-se o numerador e o denominador da equação (3.22) por k_D/J , tem-se:

$$\frac{I_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{\frac{1}{k_D}}{\frac{J}{k_D}s + 1} = \frac{K_w}{\tau_w s + 1} \quad (3.23)$$

Onde K_w e τ_w são o ganho e a constante de tempo da malha de velocidade.

Para os valores dos parâmetros elétricos do motor de indução utilizado neste trabalho o ganho e a constante de tempo de velocidade são:

$$K_w = 111.1 \quad (3.24)$$

$$\tau_w = 1.333 \text{ segundos} \quad (3.25)$$

$$H_w(s) = \frac{K_w}{\tau_w s + 1} = \frac{111.1}{1 + 1.333s} \quad (3.26)$$

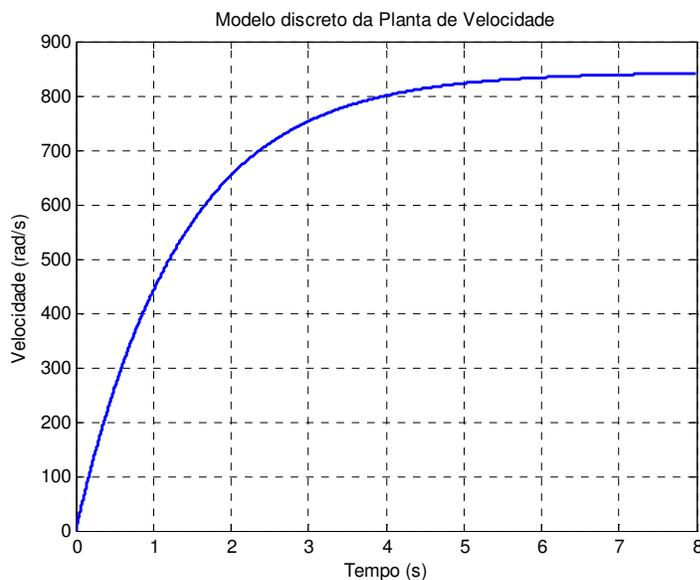


Figura 3.4 – Resposta ao degrau do modelo em malha aberta para a velocidade.

De acordo com a figura (3.4), o sistema possui um comportamento característico de sistemas de primeira ordem conforme previsto na análise, com uma constante de tempo em torno de 1.333 segundos.

3.4.2 Projeto do controlador de velocidade

No projeto de controlador de velocidade será feita a mesma consideração feita para o controlador de corrente, ou seja, que a dinâmica do sistema em malha fechada é de segunda ordem. Os critérios de desempenho adotados para o projeto foram: coeficiente de amortecimento, ξ , de 0.7 e tempo de assentamento, t_s , de 2.66 segundos, aproximadamente duas vezes a constante de tempo do sistema, τ_w . Utilizando os critérios selecionados na equação (3.20) a frequência natural do sistema, ω_n , fica igual a $\omega_n = 1.0125$ rad/s.

Assim, os pólos desejados em malha fechada para o sistema são:

$$pólos\ desejados = -0.7088 \pm 0.7231i$$

Seguindo o mesmo projeto do controlador de corrente, os ganhos do controlador de velocidade são dados por:

$$K_{pw} = \frac{2 \xi \omega_n \tau_w - 1}{K_w} \quad (3.27)$$

$$\frac{K_{pw}}{T_{iw}} = K_{iw} = \frac{\omega_n^2 \tau_w}{K_w} \quad (3.28)$$

Os valores dos ganhos proporcional e integral para o controlador de velocidade são dados por:

$$K_{pw} = 0.3029 \quad (3.29)$$

$$K_{iw} = 0.4524 \quad (3.30)$$

3.5. Controladores PI aplicados ao Controle Vetorial

Os controladores PI de corrente e velocidade projetados neste capítulo foram inseridos à malha de controle vetorial do motor de indução. O diagrama de blocos, da figura 3.5, ilustra a simulação do sistema de controle do motor de indução utilizada no *Simulink* - MatLab.

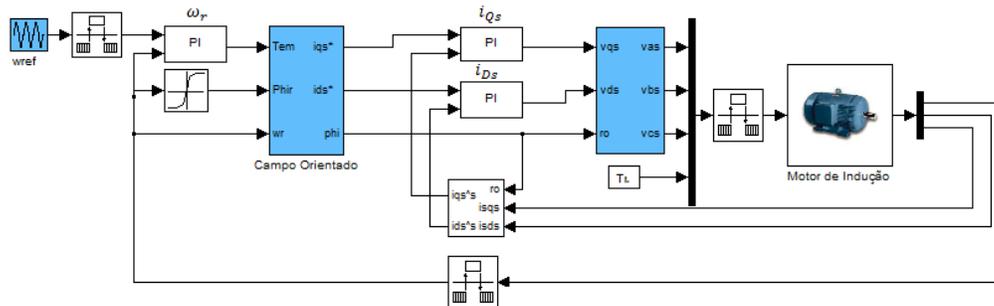


Figura 3.5 – Controle Vetorial com Controladores PI.

3.6. Simulação dos Controladores PI de Velocidade e PI de corrente atuando em conjunto

Para validar os controladores projetados foram feitas simulações no *Matlab-Simulink*, aplicando-se um degrau à referência de velocidade e em seguida inserindo-se um torque de carga no sistema. A simulação é feita com valores em *pu*, utilizando as seguintes bases: $\omega_{rbase} = 377 \text{ rad/s}$, $I_{base} = 1.589 \text{ A}$, e o $T_{base} = 1 \text{ Nm}$.

Com o objetivo de melhorar o desempenho do controle vetorial a referência de velocidade só assume um valor diferente de zero 0.2s após o início da simulação, com isso, permite-se que seja estabelecido um fluxo de magnetização do motor.

3.6.1. Resposta de velocidade da malha de controle

A velocidade de referência aplicada ao controlador de velocidade foi de 0.7 *pu*, e em 20 segundos aplicou-se um torque de carga de 0.5 *pu*. A figura 3.6 apresenta a curva de resposta da velocidade do controlador PI e a figura 3.7 apresenta o esforço de controle do controlador, representado pela componente da corrente em quadratura, i_{qs} , a qual é proporcional ao torque elétrico do motor. É possível verificar que o controlador apresenta um tempo de subida de aproximadamente 2 segundos, e consegue voltar ao patamar da velocidade de referência após a inserção de uma carga ao sistema.

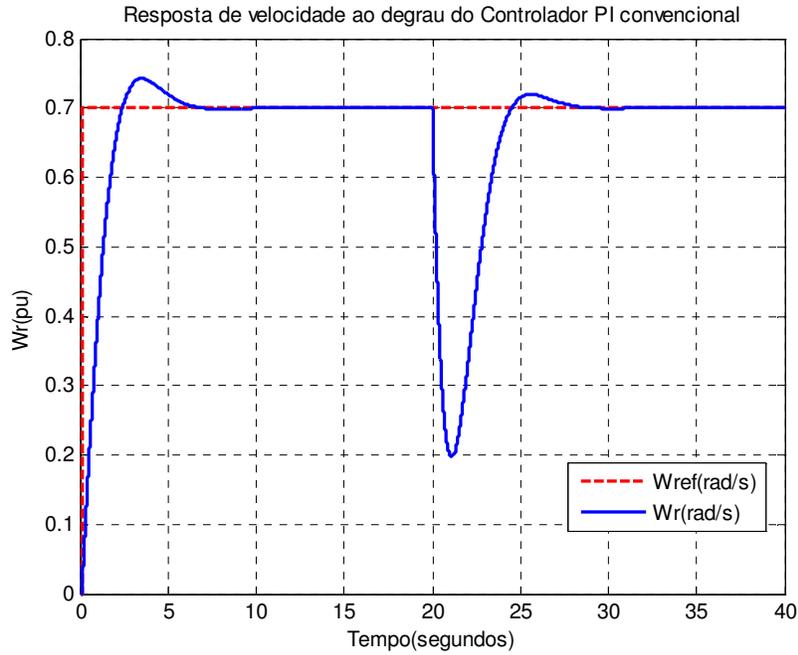


Figura 3.6 – Resposta de velocidade angular do controlador PI convencional ao degrau na velocidade de referência, $W_{base} = 377$ rad/s

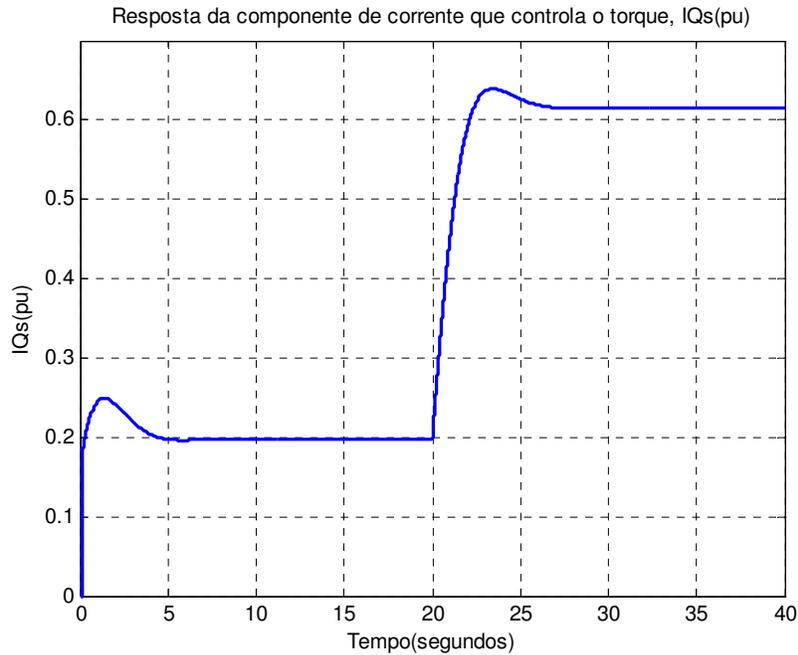


Figura 3.7 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, I_{Qs} (pu), $I_{base} = 1.589$ A. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

3.7. Conclusão

Neste capítulo foi desenvolvido o projeto para os controladores PI de corrente e de velocidade. A atuação dos controladores de corrente é quase instantânea em relação ao controlador de velocidade. Os resultados de simulação comprovam que a malha de controle para o motor de indução possuem desempenho satisfatório.

4. Modelo Fuzzy Takagi-Sugeno

4.1. Introdução

O capítulo 4 fará uma abordagem sobre a teoria para a obtenção de um modelo fuzzy Takagi-Sugeno, discorrendo também sobre o controlador fuzzy Takagi-Sugeno.

4.2. Modelo Fuzzy Takagi Sugeno

O modelo fuzzy proposto por Takagi e Sugeno consiste na representação de um sistema não-linear através da combinação de modelos locais lineares e invariantes no tempo. Estes modelos descrevem o comportamento do sistema em diferentes pontos de operação, o número de modelos locais utilizado está intimamente ligado a aproximação da representação Takagi-Sugeno em relação ao modelo real. Sendo esta a principal contribuição do modelo fuzzy Takagi-Sugeno, expressar a dinâmica local de cada implicação fuzzy (regra) por um modelo linear, obtendo-se o modelo fuzzy global do sistema pela combinação fuzzy dos modelos locais lineares (Wang H. O., 1996)

O sistema fuzzy Takagi-Sugeno é descrito pelas regras fuzzy SE-ENTÃO, que representam localmente relações lineares entre a entrada e a saída de um sistema. A i – ésima regra SE-ENTÃO dos modelos locais fuzzy TAKAGI-SUGENO tem a seguinte forma:

Regra para o i – ésimo Modelo Local:

$$SE z_1(t) \text{ é } \mathcal{M}_i^{(1)} E \dots E \text{ é } \mathcal{M}_i^{(p)},$$

$$ENT\tilde{A}O \quad \begin{cases} \dot{x}(t) = A^{(i)}x(t) + B^{(i)}u(t) \\ y(t) = C^{(i)}x(t) \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (4.1)$$

na qual \mathcal{M}_{ij} é o ij – ésimo conjunto fuzzy e r é o número de modelos lineares (número de regras fuzzy utilizadas); $x(t) \in \mathbb{R}^n$ o vetor de estados, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ o vetor de entrada, $y(t) \in \mathbb{R}^q$ o vetor de saída, $A^{(i)} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B^{(i)} \in \mathbb{R}^{n \times m}$ e $C^{(i)} \in \mathbb{R}^{q \times n}$; $z_1(t), \dots, z_p(t)$ variáveis premissas que podem ser funções das variáveis de estado, de distúrbios externos ou do tempo. Dado um par $(x(t), u(t))$, a saída final do sistema fuzzy é a média ponderada dos modelos fuzzy locais:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) \{A^{(i)}x(t) + B^{(i)}u(t)\}}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} \\ &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{A^{(i)}x(t) + B^{(i)}u(t)\} \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) C^{(i)}x(t)}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} \\ &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) C^{(i)}x(t) \end{aligned} \quad (4.3)$$

sendo

$$\begin{aligned} z(t) &= [z_1(t) \ z_2(t) \ \dots \ z_p(t)], \\ \omega_i(z(t)) &= \prod_{j=1}^p M_{ij}(z(t)), \\ h_i(z(t)) &= \frac{\omega_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

para todo t . O termo $M_{ij}(z(t))$ é o grau de pertinência de $z_j(t)$ em \mathcal{M}_{ij} , ou seja, expressa o quanto a variável premissa $z_j(t)$ pertence ao conjunto fuzzy \mathcal{M}_{ij} no tempo t . Esta é a principal diferença entre a teoria de conjuntos fuzzy e a teoria

de conjuntos convencionais, onde um elemento é classificado apenas como pertencente ou não a um grupo. Cada conjunto fuzzy pode ser associado a uma pertinência $M_{ij}(z(t))$. As funções de pertinência podem ser triangulares, trapezoidais, gaussianas, ou qualquer outro formato. O peso associado a cada i – ésima regra, calculado das funções de pertinência é dado por $\omega_i(z(t))$.

Desde que

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) > 0 \\ \omega_i(z(t)) \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, r \end{cases} \quad (4.5)$$

tem-se

$$\begin{cases} 0 \leq h_i(z(t)) \leq 1 \\ \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1, \quad i = 1, 2, \dots, r \end{cases} \quad (4.6)$$

4.3. Controladores Fuzzy Takagi Sugeno

4.3.1. Compensação Distribuída Paralela

No projeto de controladores fuzzy é geralmente considerado o conceito de Compensação Distribuída Paralela (CDP), que consiste em um procedimento de projeto de controlador para um dado modelo fuzzy T-S (Wang). Para aplicar o CDP o sistema não linear a ser controlado deve primeiramente ser representado por um modelo fuzzy T-S (Bogdan, 2006).

Em um projeto CDP, cada regra de controle é projetada a partir das regras correspondentes do modelo fuzzy T-S. Para cada regra são utilizadas técnicas de projeto de controle linear. Sendo que o controlador fuzzy projetado compartilha os mesmos conjuntos de regras com o modelo fuzzy nas partes premissas. Para o modelo fuzzy (4.1), os controladores fuzzy via CDP possuem a seguinte estrutura:

Regra de Controle i:

SE $z_1(t)$ *é* \mathcal{M}_{i1} *e ... e* \mathcal{M}_{ip} ,

ENTÃO $u(t) = -F_i x(t)$ $i = 1, 2, \dots, r$ (4.7)

Os modelos locais fuzzy possuem controladores lineares, como neste exemplo de realimentação de estado. O controlador fuzzy global resultante, que é não-linear em geral, é a combinação fuzzy de controladores lineares locais e pode ser representada por:

$$u(t) = \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) F_i x(t)}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) F_i x(t) \quad (4.8)$$

O projeto do controlador fuzzy consiste em determinar os ganhos de realimentação locais F_i . Apesar do controlador fuzzy (4.8) ser construído em função dos ganhos locais, o ganho de realimentação F_i deve ser determinado utilizando condições de projeto globais a fim de garantir estabilidade e desempenho globais.

4.3.2. Condições para a Estabilidade de Controladores Fuzzy

Da teoria clássica de mecânica sabe-se que um sistema vibratório é assintoticamente estável se sua energia total (uma função definida positiva) for continuamente decrescente, isto é, a derivada em relação ao tempo é definida negativa, até que um ponto de equilíbrio seja alcançado. O segundo método de Lyapunov é baseado em uma generalização deste fato: se um sistema possui um ponto de equilíbrio assintoticamente estável, então a energia armazenada transferida no interior do domínio de atração decai à medida que o tempo cresce até que finalmente assume seu valor mínimo no ponto de equilíbrio.

Para modelos fuzzy contínuos no tempo, podem-se obter as condições suficientes para a estabilidade através das funções de Lyapunov quadráticas do tipo $V(x(t)) = x^T P x(t)$.

Teorema 4.1 *O sistema fuzzy contínuo descrito por (4.2) com $u(t) = 0$ é globalmente assintoticamente estável se existir uma matriz comum simétrica positiva definida P tal que*

$$A_i^T P + P A_i < 0 \quad (4.9)$$

para $i = 1, 2, \dots, r$, isto é uma P comum em todos os subsistemas.

A falta de procedimentos sistemáticos para encontrar uma matriz P positiva definida representa uma dificuldade na comprovação da estabilidade do sistema fuzzy em malha aberta (4.2) através do Teorema 4.1. Muitas vezes procedimentos de tentativa-e-erro têm sido usados (Cardim, 2009).

4.4. Inequações Matriciais Lineares

Uma alternativa viável a esse problema é a solução através de técnicas de otimização convexa para Desigualdades Matriciais Lineares (LMI, do inglês Linear Matricial Inequality). Com este objetivo é necessário que a condição de estabilidade do Teorema 4.1 seja expressa em LMI, assim será possível determinar uma matriz P comum ou inferir que a matriz P comum não existe. Numericamente os problemas LMI podem ser resolvidos com muita eficiência através de algumas das mais poderosas ferramentas na literatura de programação matemática.

Uma inequação matricial linear (LMI) é uma desigualdade do tipo $F(x) > 0$ com $F(x): \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^{n \times n}$ simétrica positiva definida e afim nas variáveis

de busca que são representadas pelo vetor x (Boyd, 1994). Assim, uma LMI pode ser representada genericamente pela forma

$$F(x) = F_0 + \sum_{i=1}^m x_i F_i > 0, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

onde $F_i = F_i^T \in \mathbb{R}^{n \times n}, i = 0, \dots, m$ são matrizes dadas e $x_i, i = 1, \dots, m$ são variáveis escalares a serem determinadas de forma a satisfazer a desigualdade. Quando existe uma solução x para $F(x) > 0$ diz-se que a LMI é factível. A LMI 4.10 é equivalente ao conjunto de n desigualdades polinomiais.

Uma LMI pode ser representada de várias formas e raramente aparece num problema na forma genérica afim, 4.10. A vantagem desta formulação é que toda LMI pode ser reescrita nesta forma e por isso todos os algoritmos de resolução de LMIs são desenvolvidos para esta representação.

Vários problemas podem ser escritos como LMI. Em particular, desigualdades lineares, desigualdades quadráticas (convexas), e restrições que aparecem na teoria de controle, como na teoria de Lyapunov. Desta forma a LMI se apresenta com uma solução adequada para o Projeto de Controladores CDP fuzzy, de acordo com a problemática previamente apresentada na sessão anterior.

A solução de LMIs simultâneas é equivalente à solução de uma única LMI bloco-diagonal de dimensão maior. Por exemplo, as duas LMIs $F(x) > 0$ e $G(x) > 0$ podem, ser reescritas na forma $\text{diag}\{-F(x), G(x)\} > 0$. Para ilustrar essa propriedade pode-se recorrer ao seguinte exemplo.

Exemplo 5.1 Considerando as LMIs $P > 0$ e $A^T P + PA < 0$. Pode-se verificar que estas LMIs podem ser reescritas como

$$\begin{bmatrix} -A^T P - PA & 0 \\ 0 & P \end{bmatrix} > 0$$

Esta propriedade permite a incorporação de novas restrições ao problema original desde que essas novas restrições se apresentem como novas LMIs a serem satisfeitas.

4.4.1. Condições de Estabilidade

Nos anos 90, o tema estabilidade de controladores fuzzy foi extensivamente investigado no âmbito de estabilidade de sistemas não-lineares. Atualmente, existe um grande número de publicações em análise de estabilidade de controladores fuzzy na literatura (Vachtsevanos, 1993) (Boyd, 1994). Esta seção discute alguns conceitos básicos em termos de estabilidade em sistemas de controle fuzzy.

Conforme o discutido na seção anterior um sistema fuzzy contínuo é globalmente assintoticamente estável se existir uma matriz comum simétrica positiva definida P tal que

$$A_i^T P + P A_i < 0 \quad (4.11)$$

Sabendo que a estrutura do controlador fuzzy CDP é:

$$u(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) F_i x(t) \quad (4.12)$$

Pode-se considerar a estabilidade do sistema em malha fechada, através da substituição de 4.12 na equação do modelo do sistema fuzzy, 4.2, podendo-se escrever a equação em malha fechada como

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(z(t)) \mu_j(z(t)) \{A_i + B_i F_j\} x(t) \quad (4.13)$$

Aplicando-se o Teorema 4.1, tem-se a seguinte condição suficiente para a estabilidade quadrática.

Teorema 4.2 *O sistema fuzzy contínuo descrito por (4.13) é globalmente assintoticamente estável se existir uma matriz comum simétrica positiva definida P tal que*

$$\{A_i - B_i F_j\}^T P + P\{A_i - B_i F_j\} < 0, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (4.14)$$

para $\mu_i(z(t))\mu_j(z(t)) \neq 0, \forall t, i, j = 1, 2, \dots, r$.

Considerando

$$G_{ij} = A_i + B_i F_j \quad (4.15)$$

a equação (4.14) pode ser reescrita como

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))\mu_i(z(t))G_{ii}x(t) + 2 \sum_{i=1}^r \sum_{i < j} \mu_i(z(t))\mu_j(z(t)) \left\{ \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right\} x(t) \quad (4.16)$$

Aplicando-se as condições de estabilidade do Teorema 4.1 a consideração estabelecida no Teorema 4.2 obtém-se a seguinte condição de estabilidade em malha fechada.

Teorema 4.3 *O sistema fuzzy descrito por (4.16) é globalmente assintoticamente estável se existir uma matriz comum simétrica positiva definida P tal que*

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} < 0 \quad (4.17)$$

$$\left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) \leq 0 \quad (4.18)$$

$$i < j \text{ sujeito a } \mu_i \cap \mu_j \neq 0$$

As condições do Teorema 4.3 são mais relaxadas do que as definidas pelo Teorema 4.2.

O problema do projeto do controlador fuzzy é determinar os ganhos de realimentação $F_i, i = 1, 2, \dots, r$, que satisfaçam as condições do Teorema 4.3 (Wang H. O., 1996).

Desta forma, o sistema será assintoticamente globalmente estável.

4.5. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a teoria para a obtenção de um modelo fuzzy Takagi-Sugeno representativo do sistema. Sendo também discutido a formulação para um controlador fuzzy Takagi-Sugeno.

A condição de estabilidade global para o projeto do controlador fuzzy Takagi-Sugeno finalizou a abordagem do capítulo.

5. Identificação de Modelos Locais e Implementação de um Modelo Fuzzy Takagi-Sugeno para o Motor de Indução

5.1 Introdução

Neste capítulo propõe-se a obter um modelo fuzzy Takagi-Sugeno para emular o comportamento dinâmico do motor de indução com a atuação da malha de controle de corrente. Inicialmente serão selecionados os pontos de operação do motor de indução para a construção dos modelos locais, e em seguida serão definidas as funções de pertinência que irão ponderar os modelos obtidos. Por fim, o modelo fuzzy Takagi-Sugeno será validado em relação ao modelo dinâmico do motor com a malha de corrente. A figura 5.1 apresenta um diagrama de blocos da planta que será representada através do modelo Takagi-Sugeno.

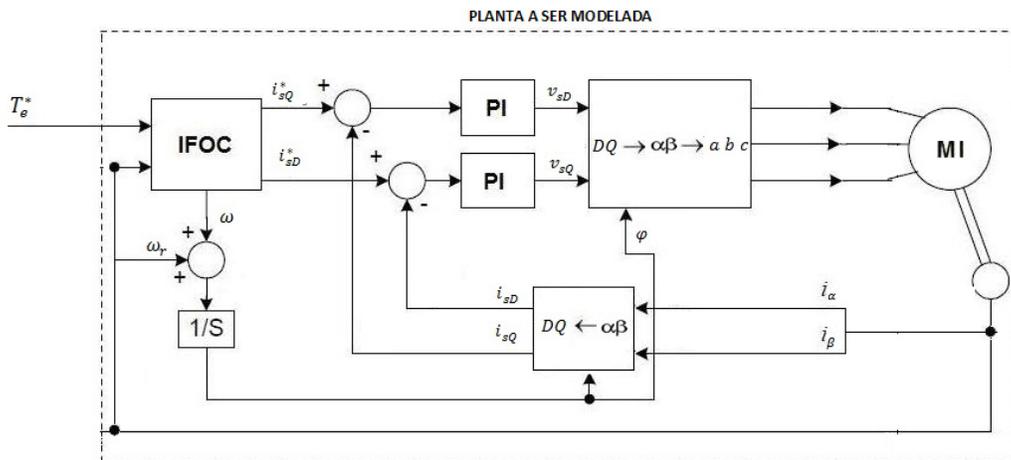


Figura 5.1 – Diagrama de Blocos da planta a ser modelada por fuzzy Takagi-Sugeno.

5.2. Seleção dos Pontos de Operação para identificação dos Modelos Locais

Com o objetivo de desenvolver um modelo fuzzy Takagi-Sugeno que represente de maneira satisfatória o modelo dinâmico do motor de indução, é necessário que os modelos locais, que constituem o modelo fuzzy TS, estejam inseridos dentro da região de operação do motor em questão (Kundur, 1993). Tais modelos locais são identificados em pontos de operação diferenciados, e buscam em conjunto representar, de maneira geral, a região de operação do motor. A figura 6.1 ilustra a região de operação do motor utilizado e produzido no trabalho, onde cada marcador representa um ponto de operação onde será identificado um modelo local. A tabela 6.1 apresenta os pontos de operação selecionados.

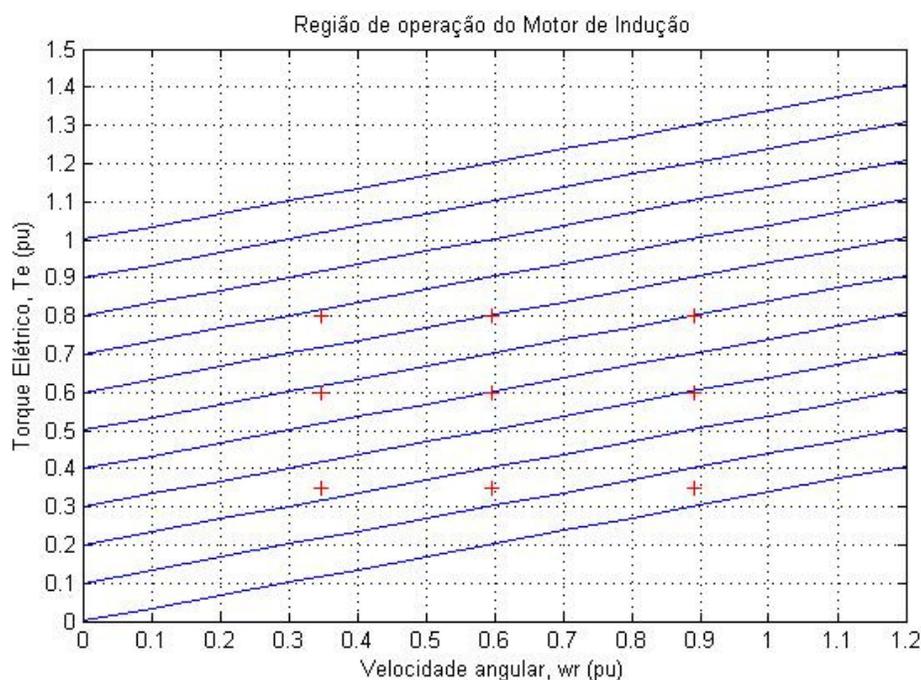


Figura 5.2 – Região de operação do Motor, '+' representa os pontos de operação selecionados

Tabela 5.1 – Pontos de operação

Ponto de Operação	$T_e^{ref}(pu)$	$\omega_r(pu)$	$i_{Ds}(pu)$	$i_{Qs}(pu)$	$T_{Load}(pu)$	$K_i(pu/pu)$	$\tau_i(s)$
1	0.35	0.348	1.06	0.29	0.2312	2.92	1.30
2	0.35	0.596	1.06	0.29	0.1464	2.89	1.30
3	0.35	0.891	1.06	0.29	0.0446	2.82	1.28
4	0.60	0.348	1.06	0.50	0.4812	2.89	1.31
5	0.60	0.593	1.06	0.50	0.3964	2.88	1.39
6	0.60	0.886	1.06	0.50	0.2946	2.76	1.23
7	0.80	0.348	1.061	0.67	0.6812	2.87	1.29
8	0.80	0.591	1.061	0.67	0.5964	2.85	1.44
9	0.80	0.881	1.061	0.67	0.4946	3.38	1.27

Na tabela 5.1, além dos pontos de operação selecionados tem-se: as correntes do eixo direto do estator, i_{Ds} , que se mantém constantes nos pontos de operação, em virtude da condição imposta através do controle vetorial por orientação do fluxo do rotor, $i_{Ds}^* = \frac{1}{L_m} \psi_r^*$, conforme explicado no capítulo 2; as correntes em quadratura do estator, i_{Qs} , as quais em pu são numericamente proporcionais ao torque elétrico através da relação $i_{Qs}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{L_m} \frac{T_e^*}{\psi_r^*}$, obtida, também, a partir do controle vetorial; os torques de carga utilizados na simulação, T_{Load} , em pu; os ganhos em malha aberta, $K_i(pu/pu)$, e as constantes de tempo, $\tau_i(s)$, para todos os pontos de operação. Os ganhos e as constantes de tempo dos modelos foram identificados através da resposta ao degrau do sistema, ressaltando que, os modelos locais utilizados para os projetos dos controladores de velocidade são de primeira ordem, de acordo com o elucidado no capítulo 3.

5.2. Modelos Locais Takagi-Sugeno para a Planta Formada pelo Motor de Indução sob Ação de Malha de Controle de Corrente

Os modelos locais da malha de velocidade do motor têm como entrada a referência de torque elétrico, T_{ref}^* , e como sinal de saída a velocidade angular, ω_r , podendo ser representado como:

$$\omega_r = \frac{K}{1+s\tau} T_{ref}^* \quad (5.1)$$

$$y(s) = \frac{K}{1+s\tau} u(s) \quad (5.2)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace na equação (5.2), tem-se:

$$sY(s) = \frac{-Y(s)+KU(s)}{\tau} \quad (5.3)$$

$$\dot{y} = \frac{-1}{\tau} y + \frac{K}{\tau} u \quad (5.4)$$

Para representação em espaço de estados faz-se $x = y = \omega_r$. Sendo assim, a representação em espaço de estados para cada modelo local pode ser escrita como:

$$\dot{x} = A_i x + B_i u \quad (5.5)$$

onde $A_i = \frac{-1}{\tau_i}$ e $B_i = \frac{K_i}{\tau_i}$, sendo que K_i e τ_i assumem os valores descritos na tabela 5.1 referentes a cada ponto de operação.

Visando melhorar o desempenho do controlador fuzzy que será projetado no próximo capítulo para cada um dos modelos locais obtidos, um novo estado igual à integral do erro de velocidade será adicionado à matriz do modelo do sistema. A ação integral do controlador irá zerar o erro em regime permanente da resposta de velocidade do motor em relação à referência. O novo modelo aumentado é obtido da seguinte forma:

$$\dot{x}_1 = \dot{x} = A_i x + B_i u \quad (5.6)$$

$$x_1 = e \quad (5.7)$$

$$x_2 = \int e dt \quad (5.8)$$

onde $e = \omega_r - \omega_{ref}$.

Fazendo,

$$\dot{x}_2 = x_1 \quad (5.9)$$

$$\dot{x}_1 = A_i x_1 + B_i u \quad (5.10)$$

$$\dot{x}_2 = 1 x_1 + 0 u \quad (5.11)$$

Desta forma o modelo aumentado para cada modelo local do sistema pode ser escrito como:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_i \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (5.12)$$

$$y = C \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Os modelos locais são selecionados através da variação da velocidade angular do motor, ω_r , e da variação da corrente em quadratura no estator, i_{qs} , ou seja, o ponto de operação onde está localizado o comportamento dinâmico do motor é definido através dos valores instantâneos assumidos por essas grandezas.

Com o objetivo de abranger o comportamento da velocidade do motor de indução, foram selecionados três conjuntos fuzzy para ω_r e três conjuntos para i_{qs} . O primeiro conjunto fuzzy para velocidade, $\omega_r^{(1)}$, representa uma velocidade baixa, abaixo ou igual a 0.35 (pu), ($\omega_r \leq 0.35(\text{pu})$); o segundo, $\omega_r^{(2)}$, faz referência a uma velocidade média, $0.35(\text{pu}) < \omega_r < 0.90(\text{pu})$; e por último o conjunto fuzzy, $\omega_r^{(3)}$, que caracteriza velocidades altas, maiores ou iguais a

0.90 (pu) ($\omega_r \geq 0.90(\text{pu})$). Para a corrente i_{Qs} , o primeiro conjunto, $i_{Qs}^{(1)}$, faz referência às correntes abaixo de 0.30(pu); o segundo, $i_{Qs}^{(2)}$, se referencia à correntes média, no intervalo $0.30(\text{pu}) < \omega_r < 0.70(\text{pu})$; e o último, $i_{Qs}^{(3)}$, abrange as correntes maiores ou iguais a 0.70(pu). As figuras 5.3 e 5.4 ilustram os conjuntos fuzzy selecionados para ω_r e para i_{Qs} , respectivamente.

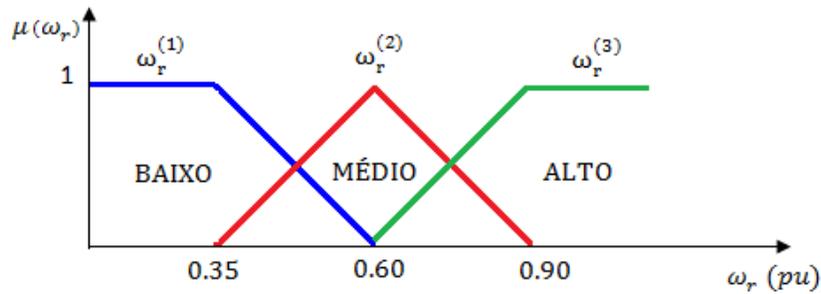


Figura 5.3 – Conjuntos Fuzzy para velocidade angular, ω_r , em pu

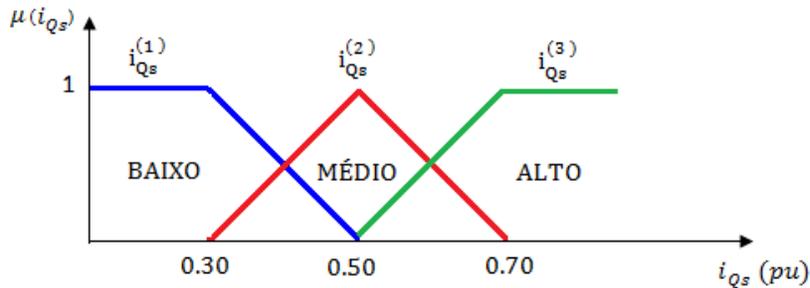


Figura 5.4 – Conjuntos Fuzzy para a componente da corrente de estator responsável pelo controle do torque elétrico do motor i_{Qs} , em pu em relação à corrente nominal do motor

Desta forma, fazendo-se todas as combinações possíveis entre os conjuntos fuzzy selecionados são encontrados 9 modelos locais, que deverão representar a dinâmica do sistema em toda a faixa de operação do motor.

Como definido no capítulo anterior, cada i – ésimo modelo local corresponde a uma regra fuzzy, na forma:

Regra i :

$$\text{SE } \omega_r = \omega_r^{(i)} \text{ e } i_{Qs} = i_{Qs}^{(i)},$$

$$\text{ENTÃO } \begin{cases} \dot{x}(t) = A^{(i)}x(t) + B^{(i)}u(t) \\ y(t) = C^{(i)}x(t) \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, 9 \quad (5.6)$$

onde

$$A^{(i)} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_i} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad B^{(i)} = \begin{bmatrix} \frac{K_i}{\tau_i} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C^{(i)} = [1 \ 0]$$

Os valores das matrizes $A^{(i)}$ e $B^{(i)}$ para todos os modelos locais são apresentadas na tabela 5.2. A matriz $C^{(i)}$ será igual para todos os modelos locais, haja vista que o estado que se deseja verificar o comportamento dinâmico é igual para todos os modelos locais, sendo este a velocidade, ω_r .

O modelo fuzzy global será, então, a média ponderada dos nove modelos locais obtidos. Esta ponderação é feita através do grau de ativação de cada regra, isto é, o quanto o ponto de operação vigente do motor se aproxima de cada modelo local. Sendo assim o modelo global Takagi-Sugeno do motor pode ser expresso na forma.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^9 h_i(z(t))\{A_i x(t) + B_i u(t)\} \quad (5.7)$$

$$y = Cx$$

sendo $h_i(z(t)) = \frac{\omega_i(\omega_r, i_{Qs})}{\sum_{i=1}^r \omega_i(\omega_r, i_{Qs})}$, onde $\omega_i(\omega_r, i_{Qs})$ é o peso de cada

i – ésima regra calculado através das funções de pertinência dos conjuntos fuzzy considerados.

Tabela 5.2 – Matrizes características para todos os modelos locais

Modelos Locais	$A^{(i)}$	$B^{(i)}$
1	$A^{(1)} = \begin{bmatrix} -0.767 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$B^{(1)} = \begin{bmatrix} 2.246 \\ 0 \end{bmatrix}$
2	$A^{(2)} = \begin{bmatrix} -0.769 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$B^{(2)} = \begin{bmatrix} 2.246 \\ 0 \end{bmatrix}$
3	$A^{(3)} = \begin{bmatrix} -0.781 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$B^{(3)} = \begin{bmatrix} 2.203 \\ 0 \end{bmatrix}$
4	$A^{(4)} = \begin{bmatrix} -0.764 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$B^{(4)} = \begin{bmatrix} 2.246 \\ 0 \end{bmatrix}$
5	$A^{(5)} = \begin{bmatrix} -0.719 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$B^{(5)} = \begin{bmatrix} 2.072 \\ 0 \end{bmatrix}$
6	$A^{(6)} = \begin{bmatrix} -0.813 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$B^{(6)} = \begin{bmatrix} 2.244 \\ 0 \end{bmatrix}$
7	$A^{(7)} = \begin{bmatrix} -0.775 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$B^{(7)} = \begin{bmatrix} 2.225 \\ 0 \end{bmatrix}$
8	$A^{(8)} = \begin{bmatrix} -0.694 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$B^{(8)} = \begin{bmatrix} 1.979 \\ 0 \end{bmatrix}$
9	$A^{(9)} = \begin{bmatrix} -0.787 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$B^{(9)} = \begin{bmatrix} 2.644 \\ 0 \end{bmatrix}$

5.2.1. Teste de Validação do Modelo Takagi Sugeno do Motor de Indução

Visando validar o modelo fuzzy TS obtido, simulou-se o modelo dinâmico do motor por equações diferenciais, levantado no capítulo 2, com a atuação do controle de corrente, e o modelo fuzzy TS, utilizando o mesmo torque elétrico de referência, T_{ref}^* , como entrada, para pontos diferentes de operação do motor; $T_{ref}^* = 0.60 pu$ e $T_{load} = 0.48 pu$; e um ponto de operação entre os pontos selecionados no modelo $T_{ref}^* = 0.70 pu$ e $T_{load} = 0.5 pu$.

As figuras 5.4 a 5.7 apresentam os gráficos de comparação entre as saídas, velocidade angular, ω_r , dos modelos fuzzy TS e do modelo por equações diferenciais.

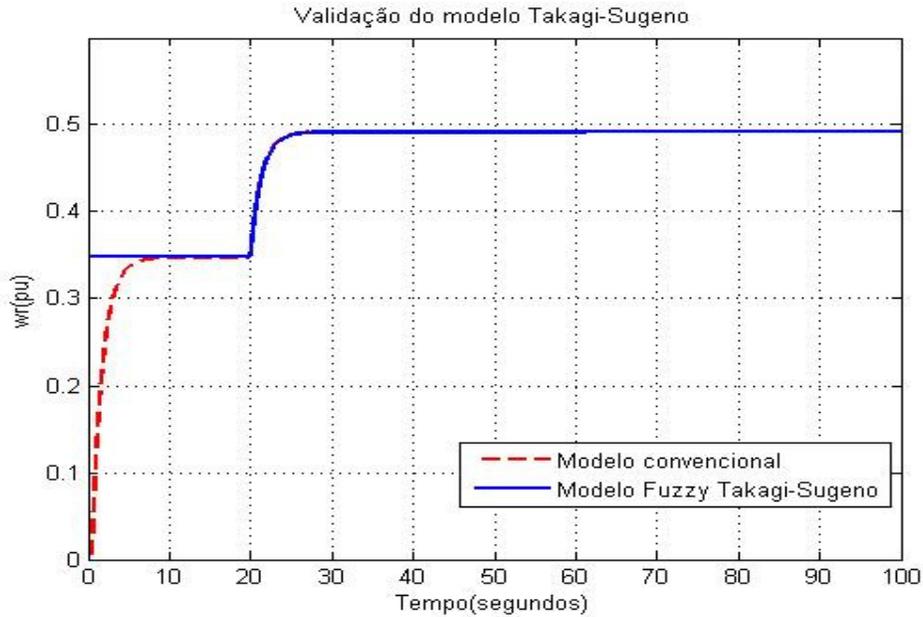


Figura 5.5 – modelo TS, para o ponto de operação $T_{ref}^* = 0.60 pu$ e $T_{load} = 0.48 pu$

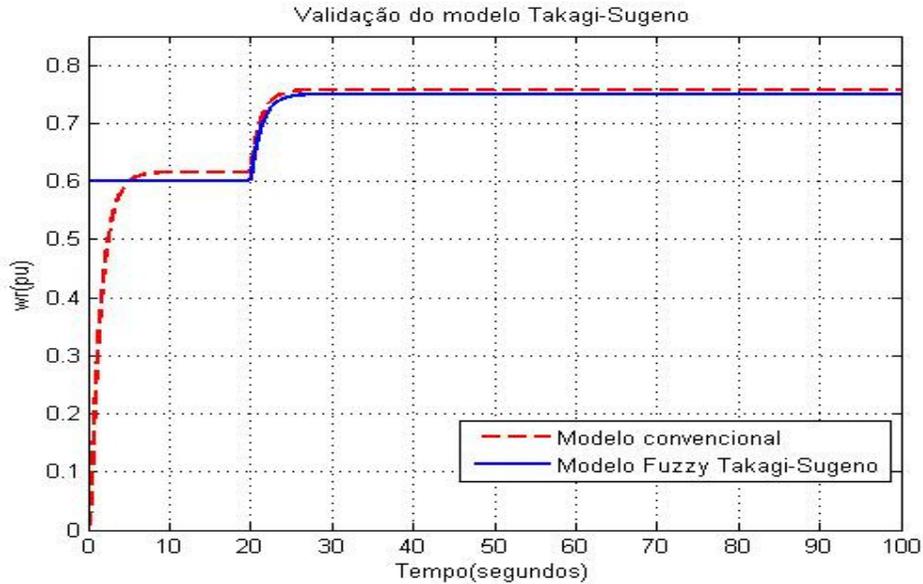


Figura 5.6 – Validação do modelo TS, para o ponto $T_{ref}^* = 0.70 pu$ e $T_{load} = 0.5 pu$

Como o esperado, nota-se a partir da figuras 5.5 e 5.6 que desempenho dinâmico apresentado pelo modelo fuzzy Takagi-Sugeno se assemelha bastante ao da dinâmica da planta, a qual neste modelo é representada pelo modelo fenomenológico do motor de indução e respectivo controle de corrente. Observando-se as figuras 5.5 e 5.6, nota-se que o comportamento do modelo fuzzy casa com a dinâmica da planta no ponto de operação do respectivo modelo local, figura 5.5, e aproxima-se satisfatoriamente a dinâmica da planta em pontos intermediários entre os modelos locais, conforme ilustrado na figura 5.6. Este desempenho é explicado em função da capacidade interpolativa do modelo fuzzy Takagi-Sugeno.

A figura 5.7 apresenta o diagrama de blocos utilizado no *Matlab-Simulink* para a simulação do modelo fuzzy Takagi-Sugeno para o motor de indução sob a ação da malha de controle de corrente. No qual, uma função que calcula o grau de pertinência das regras fuzzy recebe os valores de velocidade, ω_r , e da componente da corrente em quadratura, i_{Qs} do ponto de operação no

qual o motor está atuando. Os valores calculados das funções de pertinência de cada regra fuzzy são, então, multiplicados pelos seus respectivos modelos locais. O modelo global fuzzy para o motor de indução é obtido, então, através da soma ponderada de todos os modelos locais.

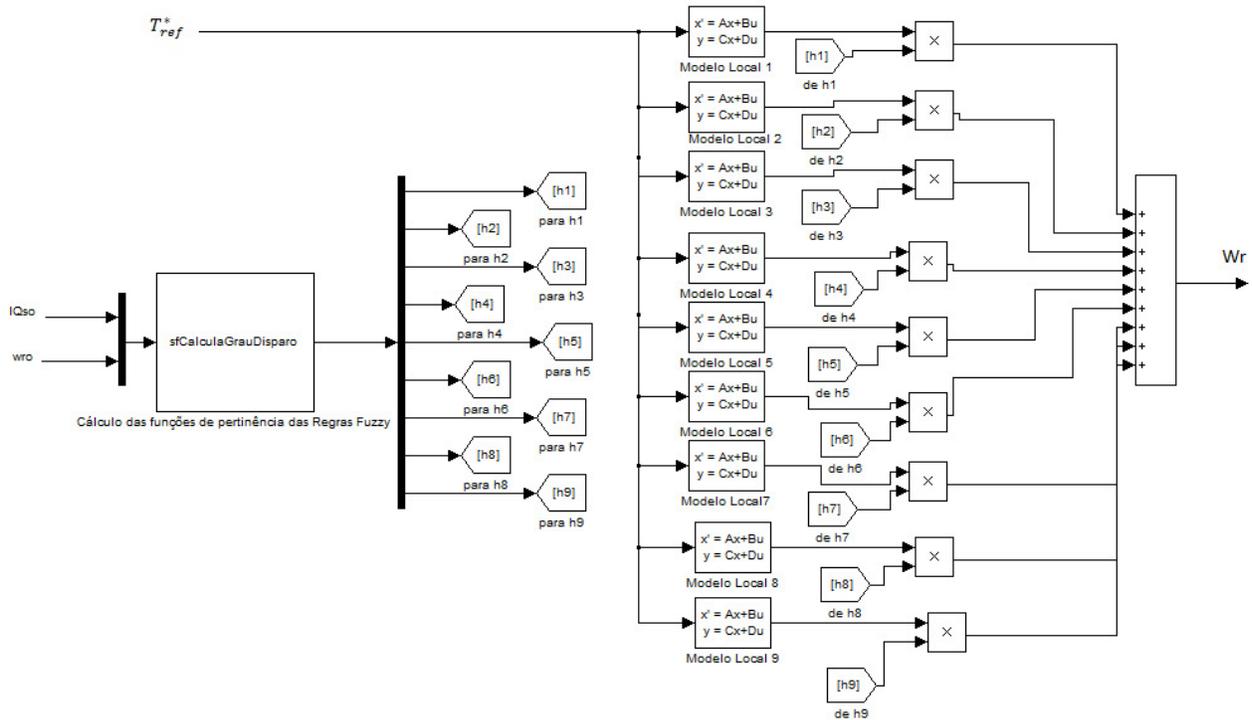


Figura 5.7 – Diagrama de Blocos da Modelagem Fuzzy Takagi_Sugeno

5.3 Conclusão

Neste capítulo um modelo fuzzy Takagi-Sugeno representativo da dinâmica da planta constituída pelo motor de indução sob a ação da malha de controladores de corrente foi desenvolvido. A resposta da dinâmica do modelo fuzzy Takagi-Sugeno mostrou-se satisfatória no teste de validação quando comparado ao modelo fenomenológico do motor de indução com controlador de corrente.

O modelo fuzzy Takagi-Sugeno obtido neste capítulo será utilizado para um projeto de controlador de velocidade Fuzzy Takagi-Sugeno proposto no próximo capítulo.

6. Projeto de Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno para Controle de Velocidade de Motor de Indução

6.1. Introdução

Neste capítulo será desenvolvido um projeto de um controlador fuzzy Takagi-Sugeno para o controle de velocidade do motor de indução considerando a atuação da malha de controle de corrente do estator.

6.2. Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno

Para o projeto do controlador fuzzy Takagi-Sugeno, são, inicialmente, projetados controladores lineares para cada modelo local obtido através da modelagem Takagi-Sugeno, tal qual a apresentada no capítulo anterior. Neste trabalho, cada modelo local tem um controlador linear projetado por realimentação de estados.

A estrutura do controlador Takagi-Sugeno projetado para cada modelo local utiliza as mesmas funções de pertinência definidas para o modelo Takagi-Sugeno do motor de indução com a atuação dos controladores de corrente. A regra para cada i -ésimo controlador pode ser escrita na forma apresentada no capítulo 4:

Regra de Controle i :

$$SE \omega_r = \omega_r^{(i)} \text{ e } i_{Qs} = i_{Qs}^{(i)} \\ ENTÃO \quad u(t) = -F_i x(t) \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (6.1)$$

O controlador fuzzy global resultante, é a interpolação fuzzy de cada controlador linear local da forma:

$$u(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) F_i x(t) \quad (6.2)$$

sendo $h_i(z(t)) = \frac{\omega_i(\omega_r, i_{Qs})}{\sum_{i=1}^r \omega_i(\omega_r, i_{Qs})}$, onde $\omega_i(\omega_r, i_{Qs})$ é o peso de cada

i – ésima regra calculado através das funções de pertinência dos conjuntos fuzzy considerados.

Substituindo-se a equação do sinal de controle (6.1), na equação do modelo global do sistema fuzzy (6.3) tem-se a equação representativa do sistema global em malha fechada dada por (6.4):

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^9 h_i(z(t))\{A_i x(t) + B_i u(t)\} \quad (6.3)$$

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))\{A_i - B_i F_i\}x(t) \quad (6.4)$$

Os ganhos de realimentação dos controladores locais, F_i , para o sistema com integrador adicionado ao modelo, serão na forma de um vetor constituído por dois valores. O primeiro elemento do vetor de ganho F_i multiplica o erro de velocidade, e o segundo valor pondera a integral do erro de velocidade, tal qual os ganhos proporcional, K_p , e o ganho integral K_i , respectivamente. A figura 6.4 apresenta um diagrama do controlador PI para cada modelo local.

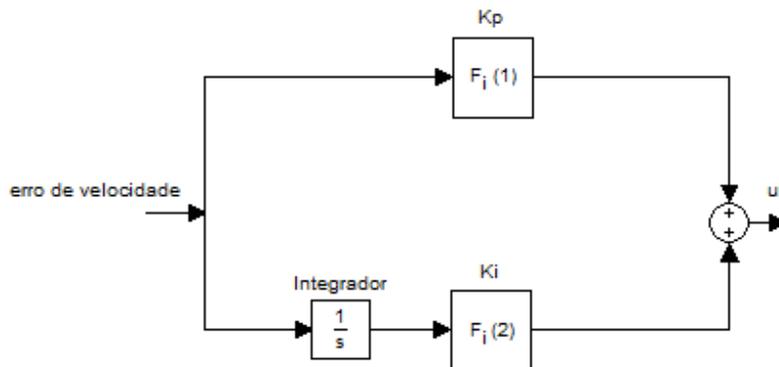


Figura 6.1 – Controlador PI para cada modelo local

Os ganhos dos controladores para todos os modelos locais utilizaram os mesmos critérios de desempenho do controlador PI convencional, capítulo 3, projetado para a malha de velocidade do motor. Foram selecionados como critérios de desempenho para o controlador de velocidade um coeficiente de amortecimento, ξ , de 0.7 e um tempo de assentamento, t_s , de 2.66 segundos. Sendo assim, os pólos desejados para os projetos dos controladores locais são os mesmos do controlador PI de velocidade do motor, sendo estes:

$$pólos\ desejados = -0.7088 \pm 0.7231i \quad (6.5)$$

A tabela 6.1 apresenta os ganhos dos controladores locais obtidos para cada modelo.

Tabela 6.1 – Ganhos dos Controladores locais

Modelos locais	Ganhos do Controlador, F_i .	
	$K_p = F_i(1)$	$K_i = F_i(2)$
F_1	0.2886	0.4564
F_2	0.2916	0.4611
F_3	0.2888	0.4653
F_4	0.2965	0.4647
F_5	0.3369	0.4948
F_6	0.2694	0.4569
F_7	0.2887	0.4608
F_8	0.3653	0.5180
F_9	0.2365	0.3848

O diagrama da figura 6.2 apresenta a estrutura do controlador Fuzzy Takagi-Sugeno projetado para a malha de velocidade do motor de indução.

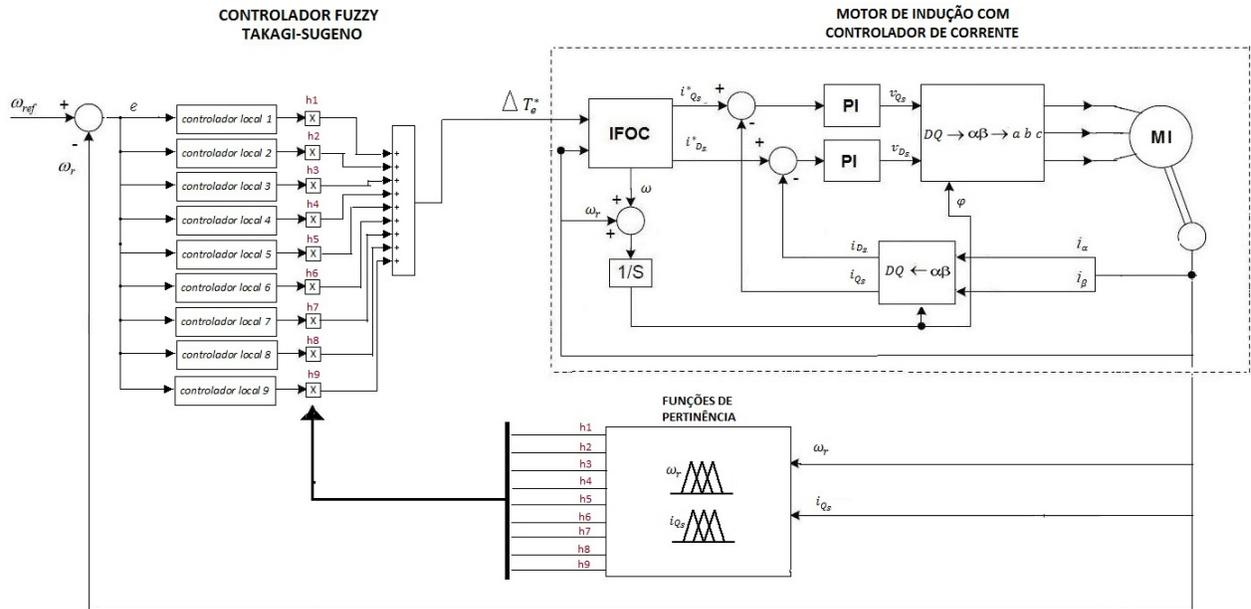


Figura 6.2 – Estrutura do Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno para o Controle de Velocidade do Motor de Indução

O diagrama de blocos apresentado na figura 6.2 ilustra o algoritmo do controlador fuzzy Takagi-Sugeno projetado para o controle de velocidade do motor de indução com controlador de corrente. No qual, a velocidade do motor, ω_r , e a componente da corrente em quadratura, i_{Qs} , são as entradas do bloco que calcula as funções de pertinência das regras *fuzzy*. As funções de pertinência calculadas são multiplicadas pelos controladores locais correspondentes, os quais têm como entrada o erro de velocidade do motor, $\omega_r - \omega_{ref}$. As saídas destes controladores locais, já previamente ponderadas pelas funções de pertinência, são somadas para, então, fornecer o torque elétrico, Te^* , que será a referência para o bloco de controle vetorial por orientação de campo do motor de indução.

6.3. Estabilidade do Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno via LMI

Os controladores locais do controlador Fuzzy Takagi-Sugeno seguiram um projeto de controladores lineares e garantidamente estáveis, no caso deste trabalho foi utilizada a estratégia por realimentação de estados. Entretanto a interpolação fuzzy dos controladores locais que dá origem ao controlador fuzzy global resulta em um controlador, normalmente, não-linear e que não possui garantia de estabilidade.

Com o objetivo de garantir a estabilidade do controlador fuzzy Takagi-Sugeno projetado, faz-se uso do Teorema 4.1, apresentado no capítulo 4.

Teorema 6.1 *O sistema fuzzy contínuo $\dot{x} = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))\{A_i - B_i F_i\}x(t)$ é globalmente assintoticamente estável se existir uma matriz comum simétrica positiva definida P tal que*

$$\{A_i - B_i F_i\}^T P + P\{A_i - B_i F_i\} < 0, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (6.6)$$

para $\mu_i(z(t))\mu_j(z(t)) \neq 0, \forall t, i, j = 1, 2, \dots, r$.

Considerando

$$G_{ij} = A_i - B_i F_j \quad (6.7)$$

Pode-se reescrever a condição imposta por (5.5) como:

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} < 0 \quad (6.8)$$

$$\left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right) P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right) \leq 0 \quad (6.9)$$

$$i < j \text{ sujeito a } \mu_i \cap \mu_j \neq 0$$

A partir do Teorema 6.1, é possível notar que a primeira LMI garante a estabilidade local de cada controlador, enquanto a segunda LMI faz um

cruzamento entre os modelos locais e os controladores projetados para outros modelos locais.

Para o controlador fuzzy projetado serão necessárias 37 LMIs: 1 LMI de modelo local e 36 LMIs cruzadas entre modelos. Utiliza-se apenas uma LMI representativa dos modelos locais individualmente, em virtude da matriz de malha fechada para todos os modelos serem iguais, isto é, o desempenho desejado do controlador projetado é o mesmo para todos os modelos locais. As LMIs utilizadas no trabalho são apresentadas a seguir:

$$P > 0$$

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} < 0, \quad \text{com } i = 1, 2, 3 \dots, 9$$

Sendo $G_{ii} = A_i - B_i F_i$. Logo, $G_{11} = G_{22} = G_{33} = \dots = G_{99}$

$$G_{ij}^T P + P G_{ij} < 0$$

$$\text{Fazendo, } G_{ij} = ((A_i - B_i F_j) + (A_j - B_j F_i))/2$$

para $i = 1, 2, 3 \dots, 8$ e $j = 2, 3 \dots, 9$. Sabendo que $G_{ij} = G_{ji}$.

Utilizando o resolvidor feasp do Matlab, utilizado para problemas de otimização. A matriz P que garante a estabilidade do controlador fuzzy Taka-Sugeno foi encontrada:

$$P = \begin{bmatrix} 0.0045 & -0.0016 \\ -0.0016 & 0.0022 \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Desta forma, é possível concluir que o controlador fuzzy global projetado é assintoticamente estável, e atende o critério de Lyapunov, Teorema 6.1.

6.4. Conclusão

O capítulo explanou sobre a metodologia para o projeto do controlador de velocidade fuzzy Takagi-Sugeno para o motor de indução sob a ação da malha de controladores de corrente.

Utilizando o critério de Lyapunov, provou-se que o controlador fuzzy Takagi-Sugeno projetado é globalmente assintoticamente estável.

O controlador fuzzy Takagi-Sugeno projetado será objeto de testes de simulação no capítulo 7.

7. Resultados de Estudos de Simulação

7.1. Introdução

Neste capítulo serão feitos testes de simulação para analisar o desempenho do controlador fuzzy Takagi-Sugeno, projetado no capítulo anterior. Os resultados do controlador fuzzy serão comparados aos resultados do controlador PI convencional.

Para a análise do desempenho dos controladores fuzzy Takagi-Sugeno e PI convencional serão feitas simulações com variação na referência de velocidade do controlador, com inserção de cargas ao sistema e, por fim com variações paramétricas no momento de inércia nominal do motor de indução.

7.2. Estrutura do Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno utilizada na Simulação.

A estrutura do controlador de velocidade fuzzy Takagi-Sugeno foi inserida a malha de controle do motor de indução, já constituída por controladores de corrente, os quais garantem a orientação do campo do rotor do motor, permitindo, assim, que o controlador de velocidade atue diretamente na parte mecânica do motor. A figura 7.1, ilustra o diagrama de blocos do controlador de velocidade fuzzy Takagi – Sugeno no Matlab-Simulink.

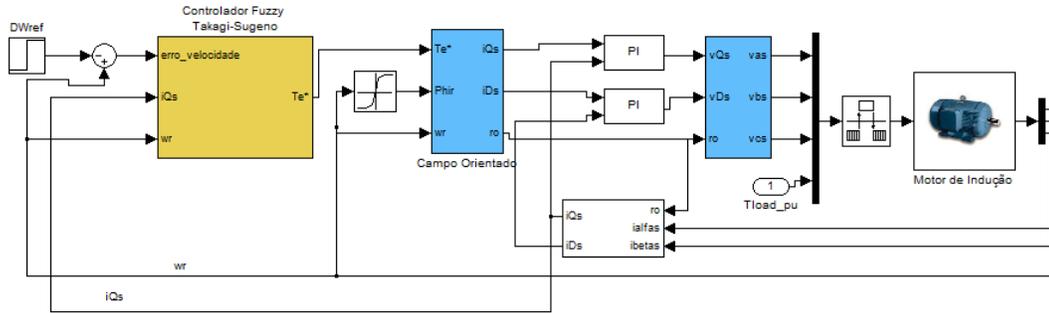


Figura 7.1 – Diagrama de blocos utilizado no Matlab-Simulink para a simulação do Controlador Fuzzy Takagi Sugeno de Velocidade

A figura 7.2 ilustra a estrutura do controlador Fuzzy Takagi-Sugeno em detalhe.

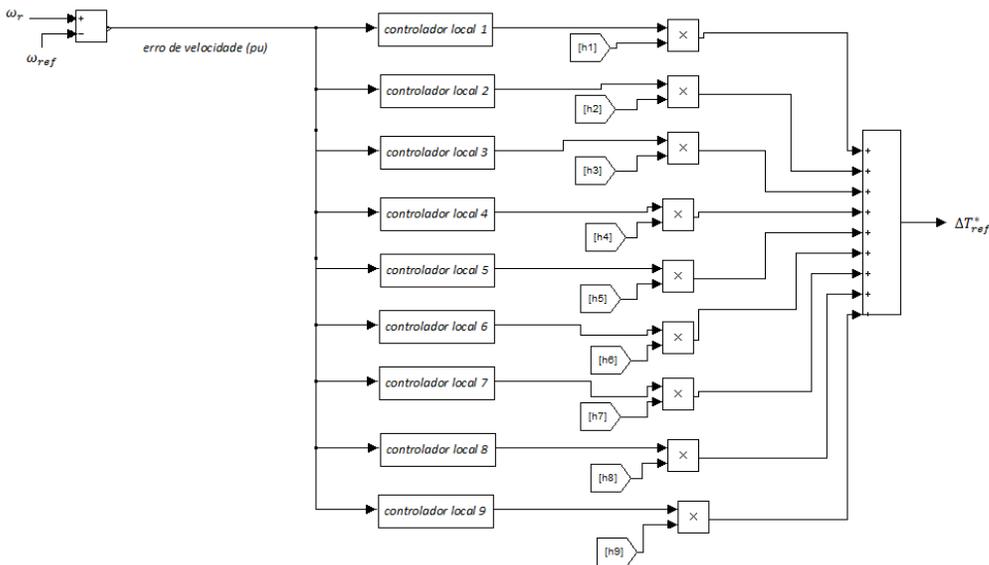


Figura 7.2 – Detalhe do diagrama de blocos utilizado no Matlab-Simulink para a simulação do Controlador Fuzzy Takagi Sugeno de Velocidade

7.3. Resultados das Simulações

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações do controlador de velocidade fuzzy Takagi-Sugeno projetado para o motor de indução. O desempenho do controlado fuzzy Takagi-Sugeno é comparado ao desempenho do controlador PI convencional projetado no capítulo 3.

Os pontos de operação para os testes nas simulações foram selecionados propositalmente para ativar mais de uma regra do controlador fuzzy Takagi-Sugeno, de modo a verificar a atuação deste controlador em pontos de operação diferentes dos quais foi projetado. Na tabela 7.1 são apresentados os pontos de operação simulados.

Como critério para a comparação do desempenho entre os controladores adotou-se a função custo *ISE* (do inglês – *Integral Square Error*). Esta função representa o erro acumulado dos controladores de velocidade durante a simulação, para a velocidade $f_{ISE}(\omega_r) = \int \omega_r^2$.

Em cada simulação é apresentado o gráfico de resposta da velocidade do motor, comparando-se as dinâmicas do controlador fuzzy Takagi-Sugeno frente ao controlador PI convencional em relação a velocidade de referência. O gráfico do esforço de controle de velocidade para cada simulação também é apresentado, este esforço é representado pela componente da corrente do estator, i_{Qs} , que controla o torque elétrico. Por fim, é ilustrado o gráfico de comparação da função custo, integral do erro quadrático de velocidade, para os controladores fuzzy Takagi-Sugeno e PI convencional.

Primeiramente, foram feitas simulações para variação do tipo degrau na velocidade de referência dos controladores. Em seguida, testou-se a robustez dos controladores à variação paramétrica, representada através do aumento do momento de inércia, J , no modelo do motor utilizado na simulação. E por fim, um sinal do tipo rampa é aplicado ao momento de inércia do motor, triplicando o seu valor nominal. Ressaltando-se que os projetos dos controladores fuzzy Takagi-Sugeno e do PI convencional não foram modificados.

Todas as grandezas estão representadas em pu , sendo os seus valores bases: $\omega_{rbase} = 377 \text{ rad/s}$, $I_{base} = 1.589 \text{ A}$ e $T_{base} = 1 \text{ Nm}$.

7.3.1. Simulações com variações do tipo degrau na velocidade de referência

Tabela 7.1 – Pontos de Operação utilizados na simulação

Ponto de Operação	$\omega_r(pu)$	$T_{Load}(pu)$	$i_{qs}(pu)$	Função custo (ISE) do PI convencional	Função custo (ISE) Fuzzy Takagi-Sugeno	$T_e^{ref}(pu)$
1	0.20	0.40	0.388	0.2977	0.2994	0.4679
2	0.50	0.40	0.474	0.413	0.415	0.5527
3	0.70	0.30	0.449	0.425	0.421	0.5375
4	0.70	0.50	0.616	0.700	0.688	0.7375
5	0.90	0.45	0.632	0.794	0.769	0.7554

7.3.1.1 Ponto de operação com velocidade do motor baixa e corrente em quadratura do estator entre baixa e média.

- $\omega_{ref} = 0.20 \text{ pu}$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.40 \text{ pu}$
- Torque elétrico, $T_e = 0.468 \text{ pu}$

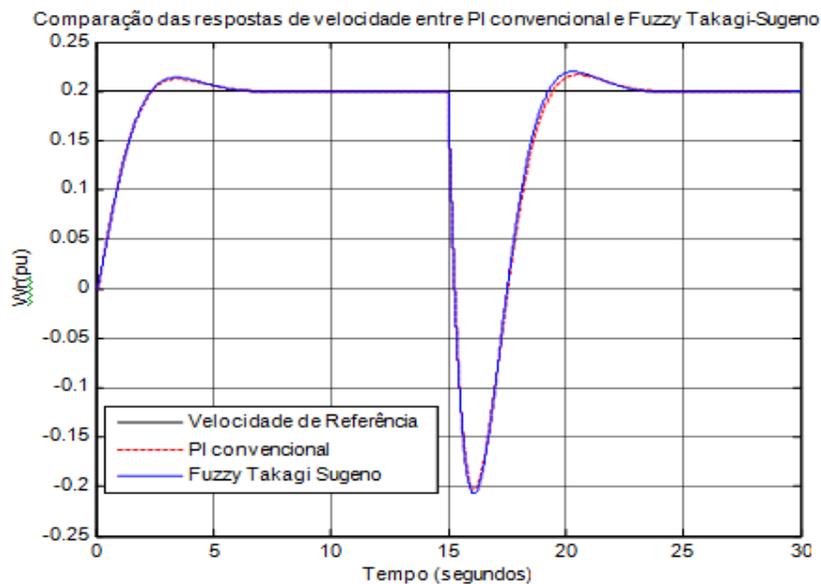


Figura 7.3 – Comparação entre as respostas de velocidade PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

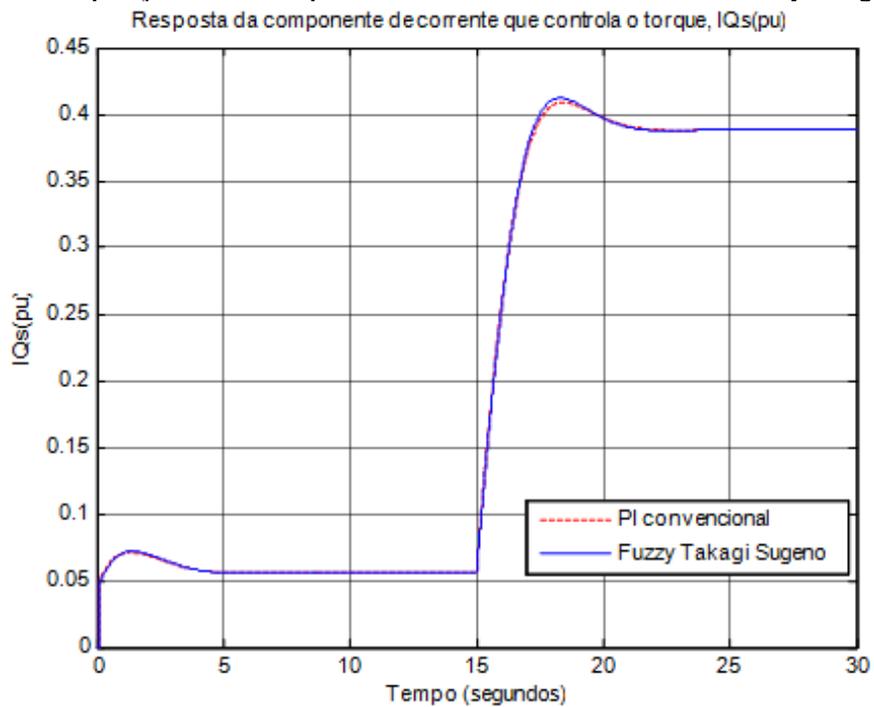


Figura 7.4 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, $I_{Qs}(pu)$, $I_{base} = 1.589 A$. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

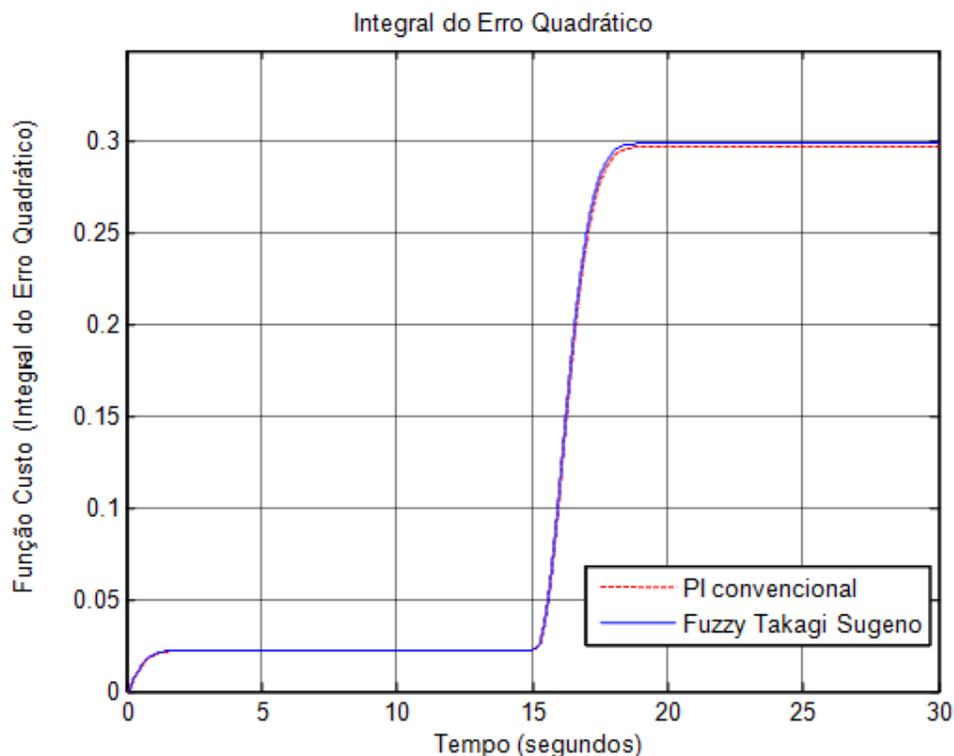


Figura 7.5 – Função Custo, Integral do Erro Quadrático

A partir do gráfico comparativo das respostas de velocidade entre os controladores, figura 7.3, é possível notar que em termos de tempo de resposta os controladores fuzzy Takagi-Sugeno e PI convencional foram bem semelhantes. Sendo que o controlador fuzzy Takagi-Sugeno apresentou um esforço de controle, caracterizado pela corrente i_{Qs} , levemente maior que o controlador PI convencional. A figura 7.5, que ilustra o erro quadrático dos dois controladores confirma o desempenho semelhante entre os mesmos.

7.3.1.2 Ponto de operação com velocidade do motor entre baixa e média e corrente em quadratura do estator entre baixa e média.

- $\omega_{ref} = 0.50 pu$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.40 pu$
- Torque elétrico, $T_e = 0.5527 pu$

Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

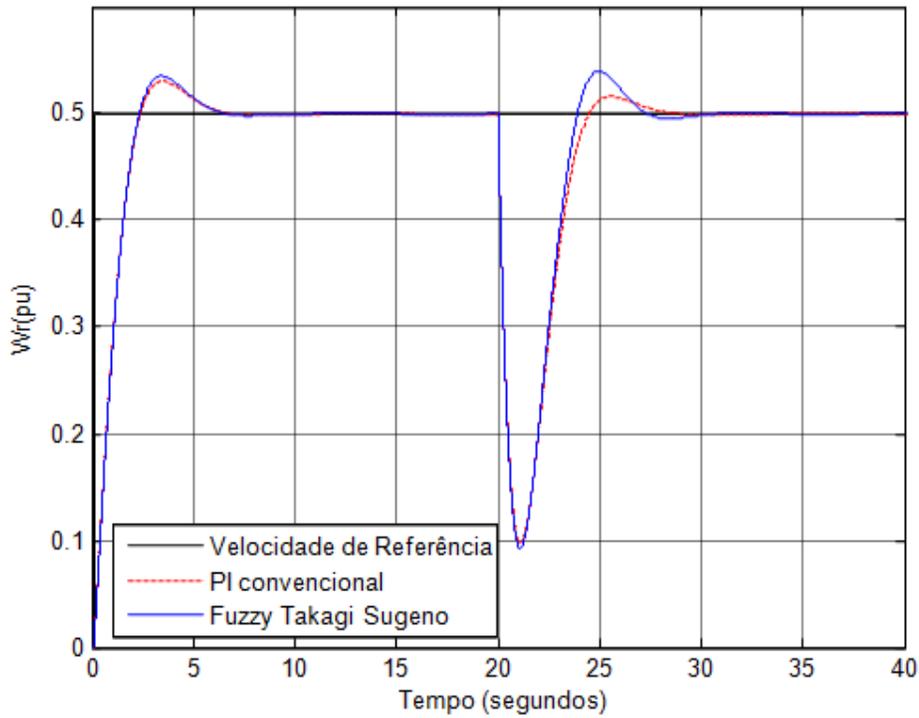


Figura 7.6 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

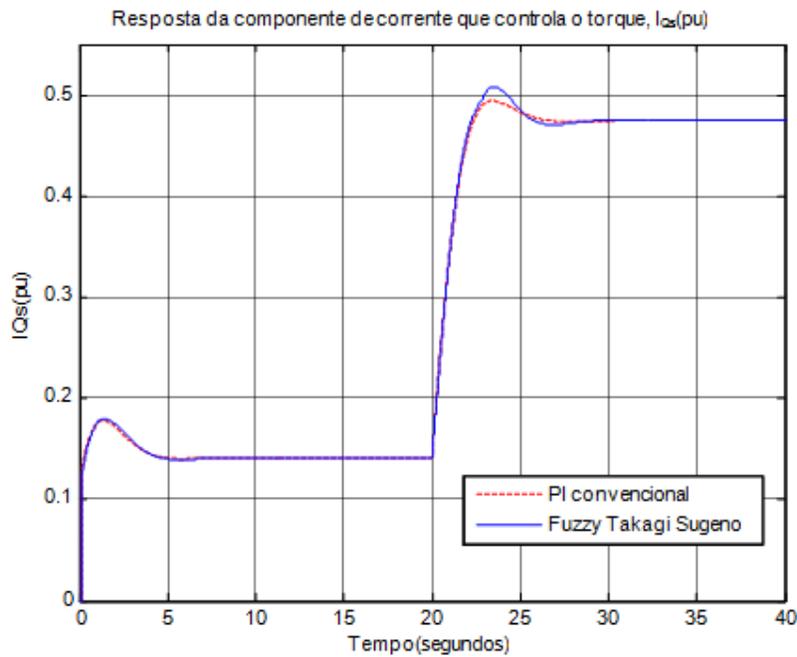


Figura 7.7 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, I_{qs} (pu), $I_{base} = 1.589$ A. A componente I_{qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

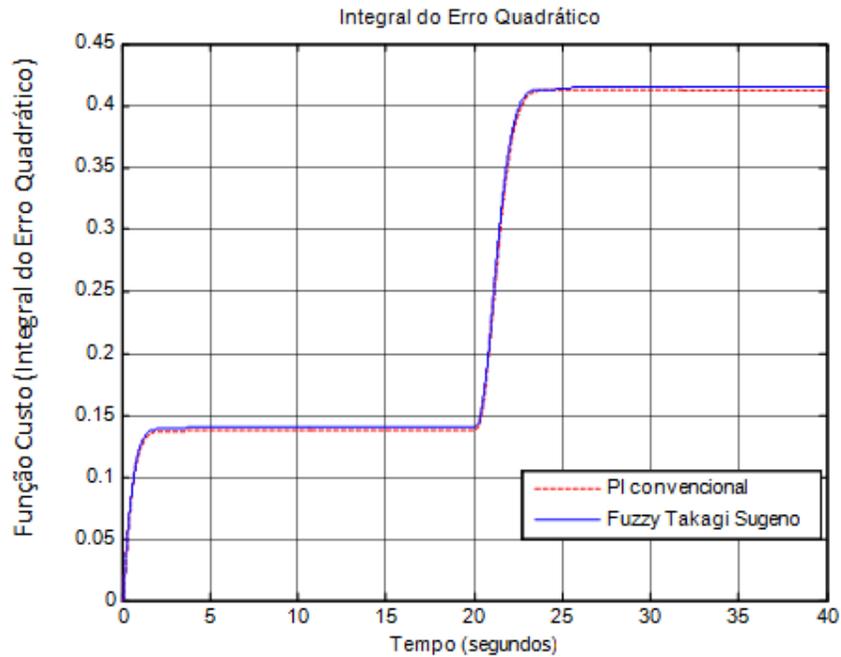


Figura 7.8 – Função Custo, Integral do Erro Quadrático

O controlador fuzzy Takagi-Sugeno e o controlador PI convencional respondem ao degrau na velocidade de referência aproximadamente no mesmo intervalo de tempo, figura 7.6. No momento em que é aplicada uma carga de $0.4 pu$ o controlador fuzzy Takagi-Sugeno atua mais rapidamente, porém com um esforço de controle maior, acarretando em um sobressinal um pouco mais elevado que o do PI convencional. Entretanto, o desempenho do controlador fuzzy Takagi-Sugeno quantificado através ao erro acumulado durante a simulação permanece compatível ao PI convencional.

7.3.1.3 Ponto de operação com velocidade do motor entre média e alta e corrente em quadratura do estator entre baixa e média.

- $\omega_{ref} = 0.70 pu$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.30 pu$
- Torque elétrico, $T_e = 0.5375 pu$

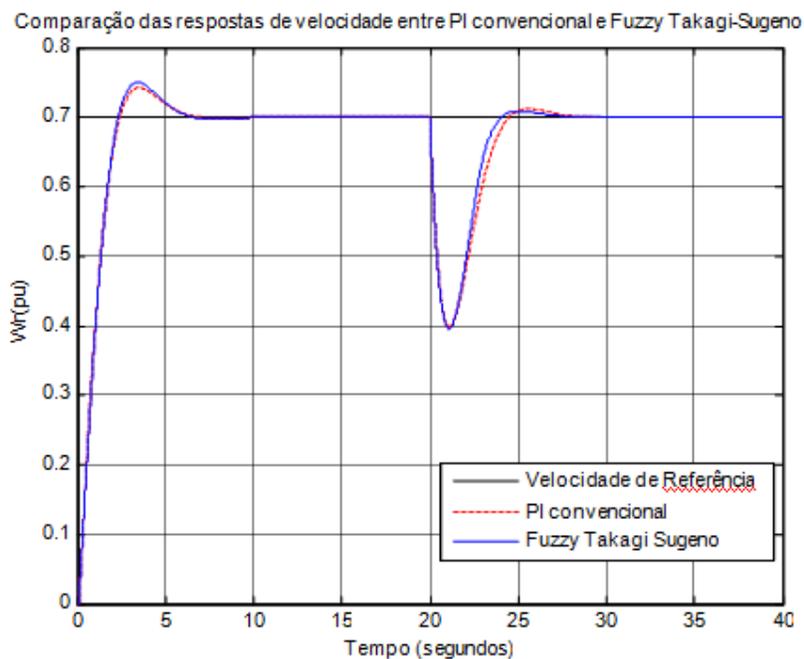


Figura 7.9 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

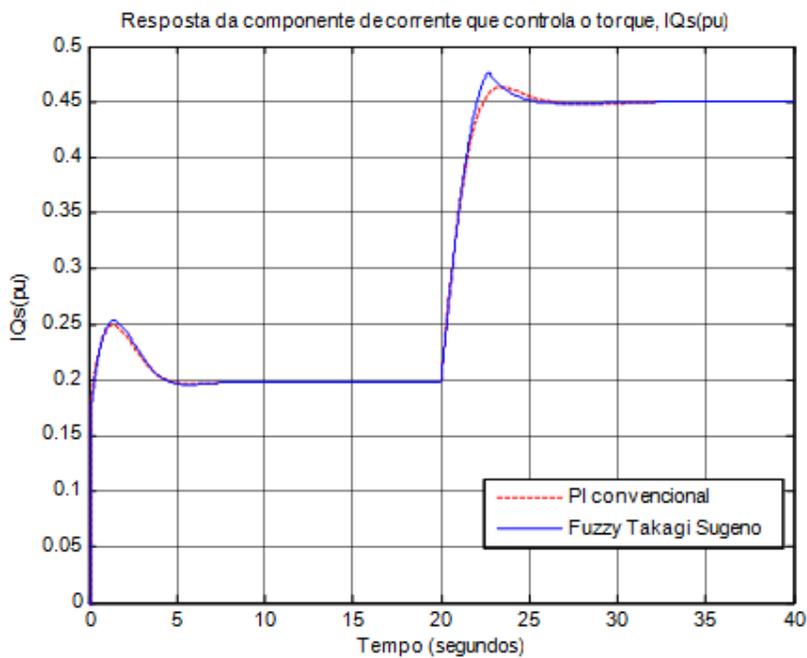


Figura 7.10 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, I_{Qs} (pu), $I_{base} = 1.589$ A. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

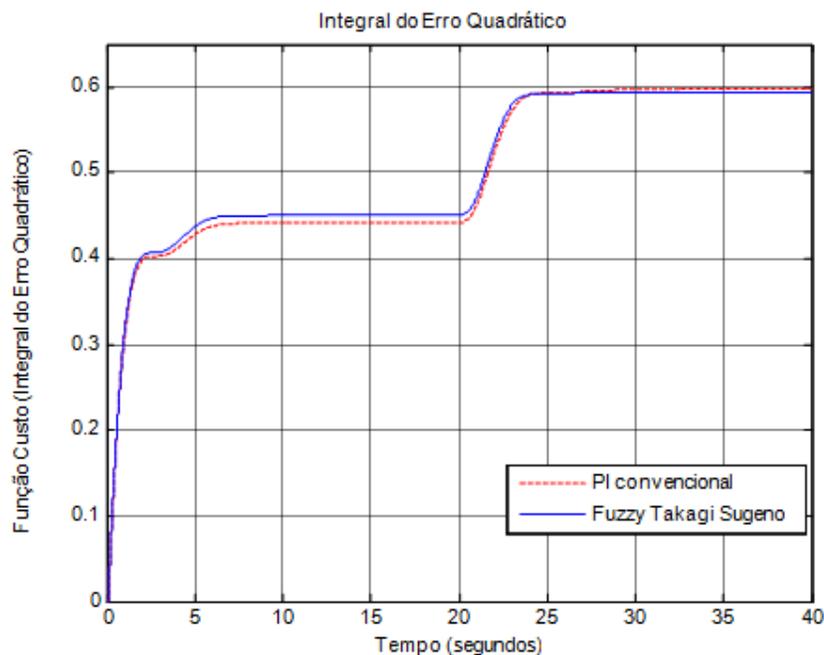


Figura 7.11 – Função Custo, Integral do erro quadrático

Neste ponto de operação, é possível verificar a maior rapidez de atuação do controlador fuzzy Takagi-Sugeno em relação ao controlador PI convencional após uma inserção de carga ao sistema. A figura 7.10 ilustra o maior esforço de controle do fuzzy Takagi-Sugeno. Para este ponto de operação, o controlador fuzzy Takagi-Sugeno se mostrou superior ao PI convencional, tomando-se como critério o erro quadrático dos dois controladores.

7.3.1.4 Ponto de operação com velocidade do motor entre média e alta e corrente em quadratura do estator entre média e alta.

- $\omega_{ref} = 0.70 pu$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.50 pu$
- Torque elétrico, $T_e = 0.7375 pu$

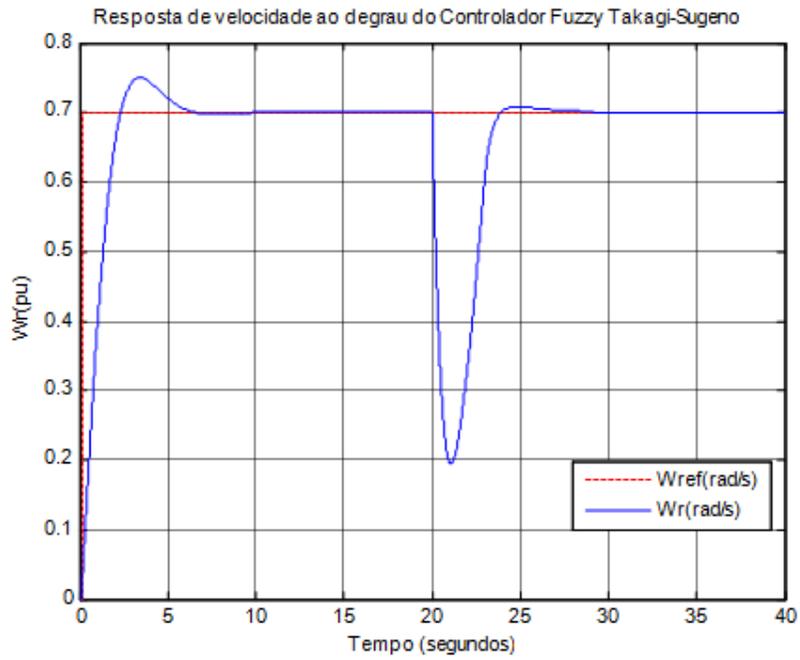


Figura 7.12 – Resposta de velocidade angular do controlador Fuzzy Takagi-Sugeno ao degrau na velocidade de referência, $W_{base} = 377$ rad/s

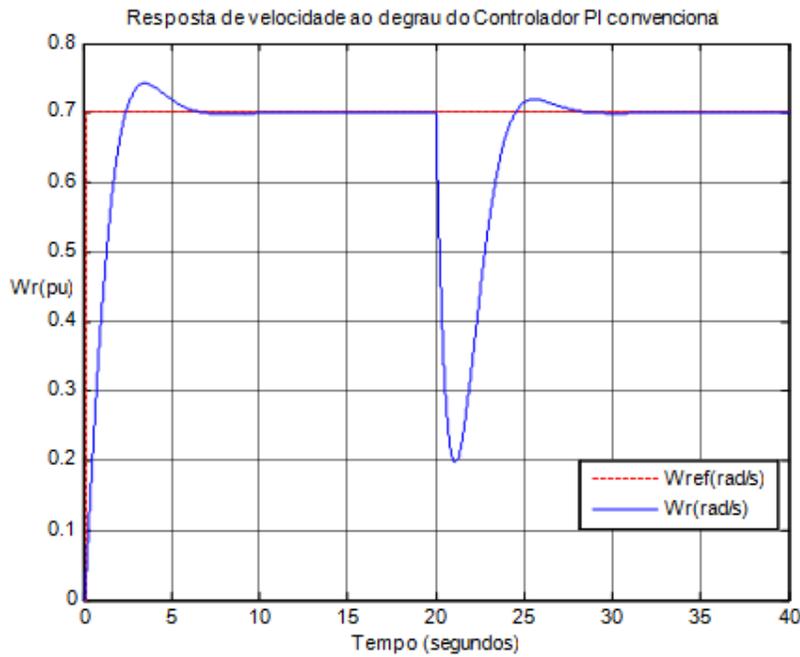


Figura 7.13 – Resposta de velocidade angular do controlador PI convencional ao degrau na velocidade de referência, $W_{base} = 377$ rad/s

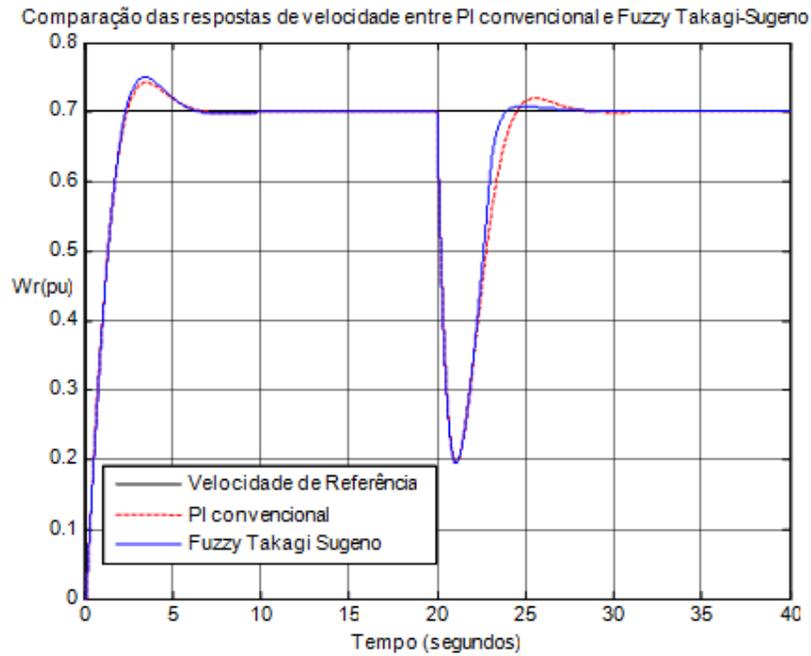


Figura 7.14 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

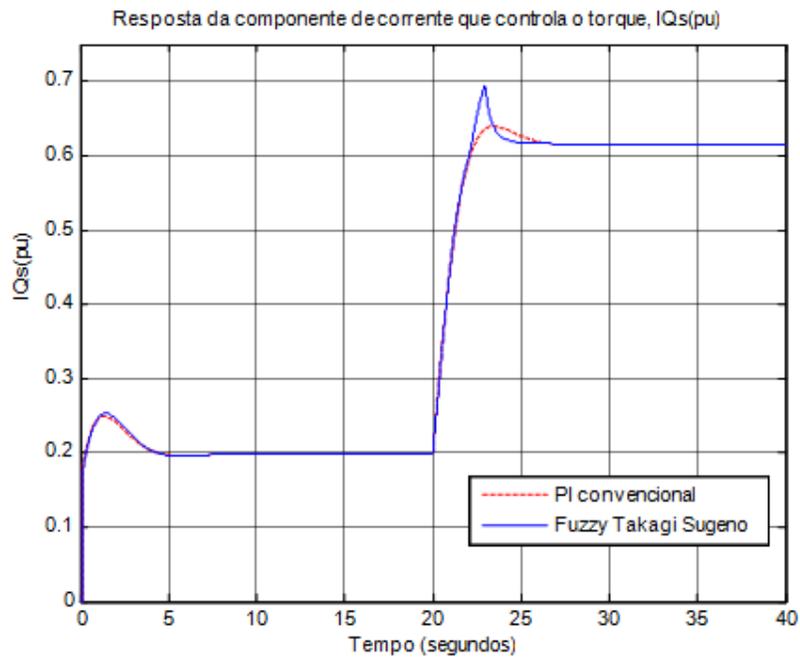


Figura 7.15 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, I_{Qs} (pu), $I_{base} = 1.589$ A. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

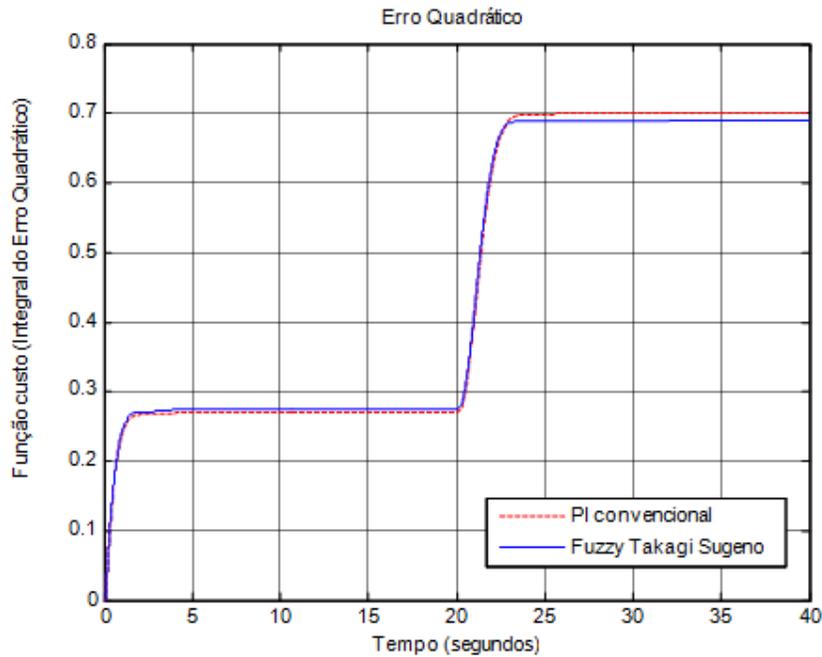


Figura 7.16 – Função custo, Integral do erro quadrático

Novamente, para o ponto de operação simulado o controlador fuzzy Takagi-Sugeno responde mais rapidamente do que o PI convencional à entrada de uma carga em 20 segundos de $0.5 pu$. A figura 7.15 ilustra o maior esforço de controle do fuzzy Takagi-Sugeno. A atuação superior do fuzzy Takagi-Sugeno é ilustrada pelo erro quadrático do fuzzy Takagi-Sugeno que se apresenta menor que o do PI convencional.

7.3.1.5 Ponto de operação com velocidade do motor alta e corrente em quadratura do estator alta.

- $\omega_{ref} = 0.90 pu$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.45 pu$
- Torque elétrico, $T_e = 0.7554 pu$

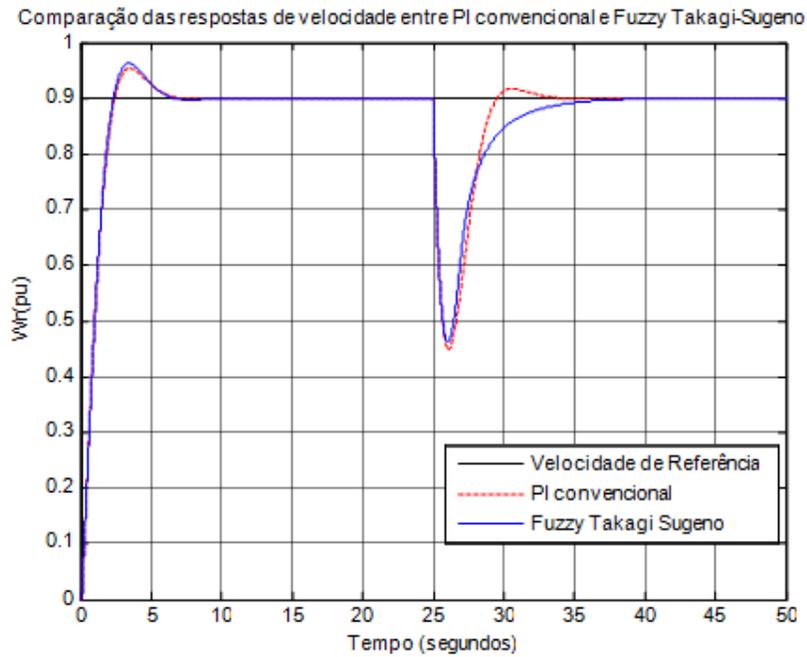


Figura 7.17 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

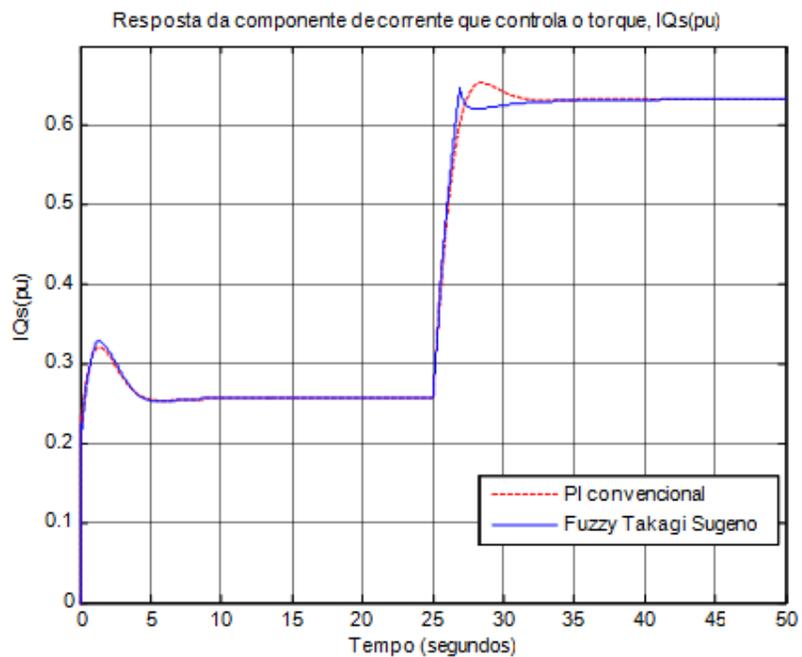


Figura 7.18 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, $I_{Qs}(\text{pu})$, $I_{base} = 1.589 \text{ A}$. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

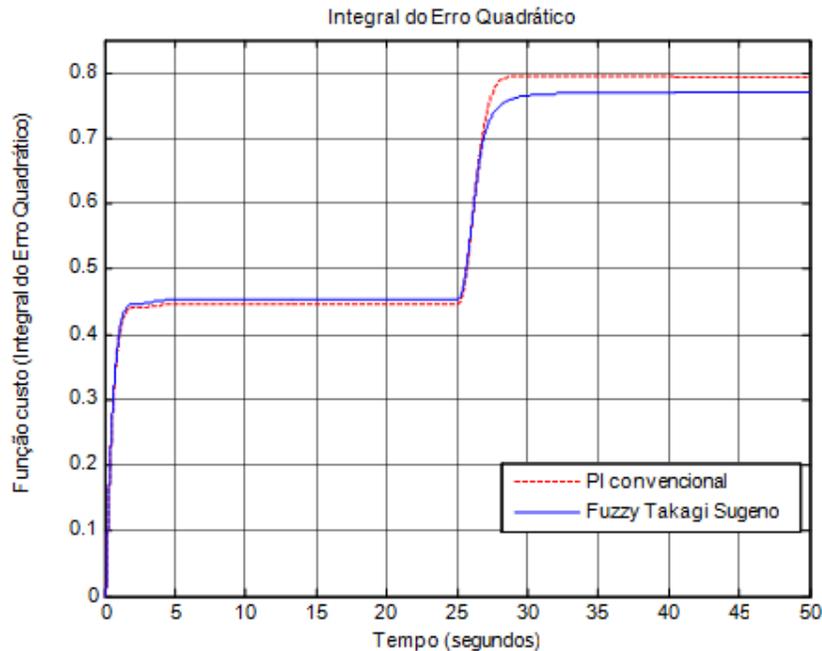


Figura 7.19 – Função custo, integral do erro quadrático

A figura (7.17) apresenta uma resposta de velocidade do controlador fuzzy Takagi-Sugeno à perturbação de carga inserida ao sistema bem superior àquela do controlador PI convencional. A figura (7.19) apresenta um erro quadrático para o fuzzy Takagi-Sugeno sensivelmente menor que o erro acumulado do controlador PI convencional.

7.3.2. Avaliação de Desempenho diante de Variações Paramétricas no Momento de inércia do motor

Os testes feitos com variação do momento de inércia do motor de indução simulam o aumento do momento de inércia em virtude de uma inserção de carga ao eixo do motor. Desta forma, o momento de inércia do conjunto motor de indução mais carga poderá alcançar valores até três vezes maiores do que o momento de inércia nominal do motor. A figura 7.20 ilustra uma carga inercial, com momento de inércia J_c , sendo aplicada ao eixo do

motor através de um acoplamento rígido. Tal tipo de carga é muito comum na indústria, principalmente na etapa de bobinagem de papel.

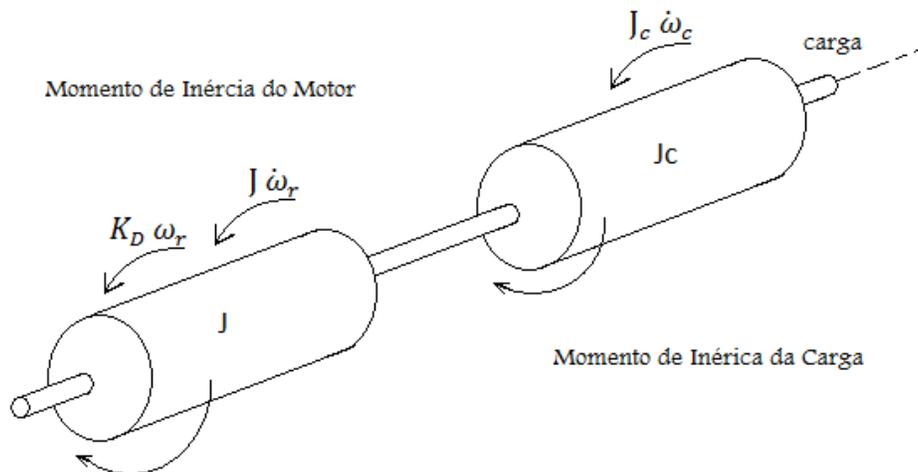


Figura 7.20 – Momento de Inércia do conjunto motor mais carga

Tabela 7.2 – Pontos de operação simulados com o dobro do momento de inércia

Ponto de Operação	$\omega_r (pu)$	$T_{Load} (pu)$	$i_{qs} (pu)$	Função custo (ISE) do PI convencional	Função custo (ISE) Fuzzy Takagi-Sugeno	$T_e^{ref} (pu)$
1	0.20	0.40	0.385	0.311	0.312	0.477
2	0.50	0.40	0.473	0.500	0.512	0.563
3	0.70	0.30	0.445	0.597	0.594	0.547
5	0.70	0.50	0.621	0.872	0.859	0.748
6	0.90	0.45	0.634	1.077	1.028	0.765

7.3.2.1 Ponto de operação com velocidade do motor baixa e corrente em quadratura do estator baixa.

- $\omega_{ref} = 0.20 pu$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.40 pu$
- Torque elétrico, $T_e = 0.477 pu$

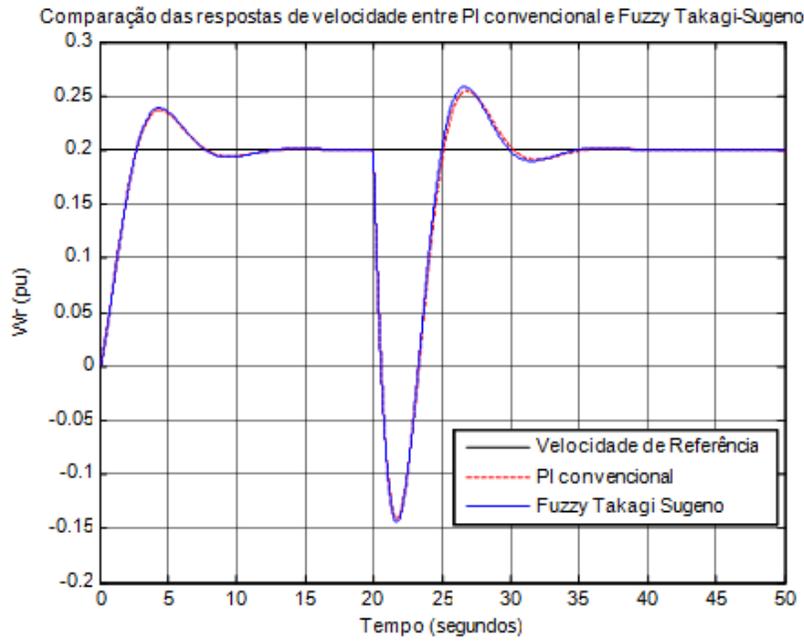


Figura 7.21 – Figura 7.21 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

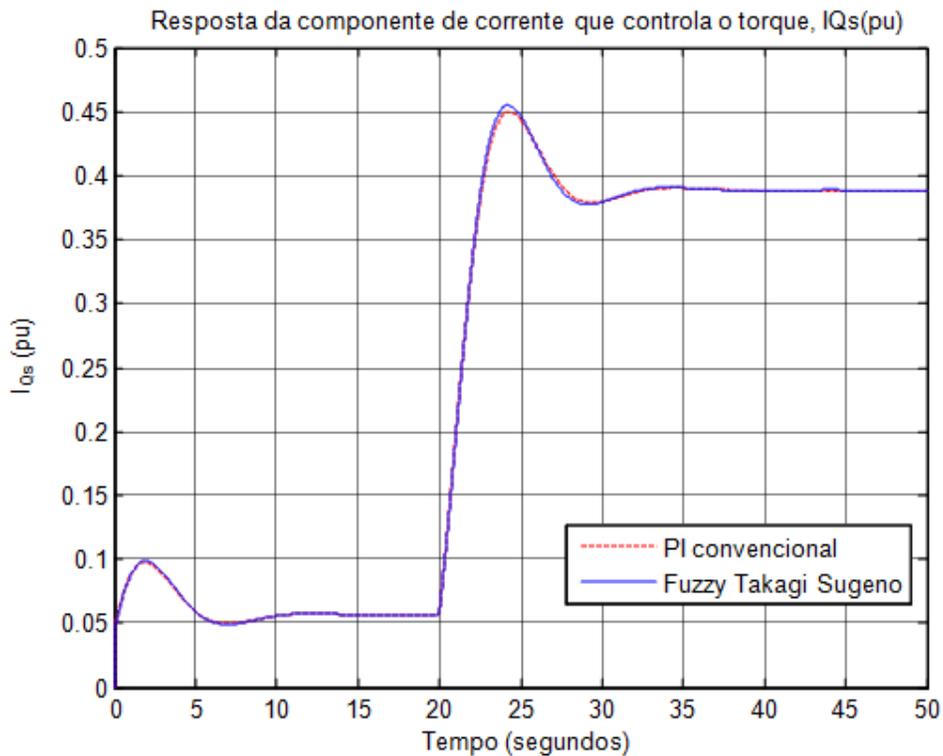


Figura 7.22 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, $I_{Qs}(pu)$, $I_{base} = 1.589 A$. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor.

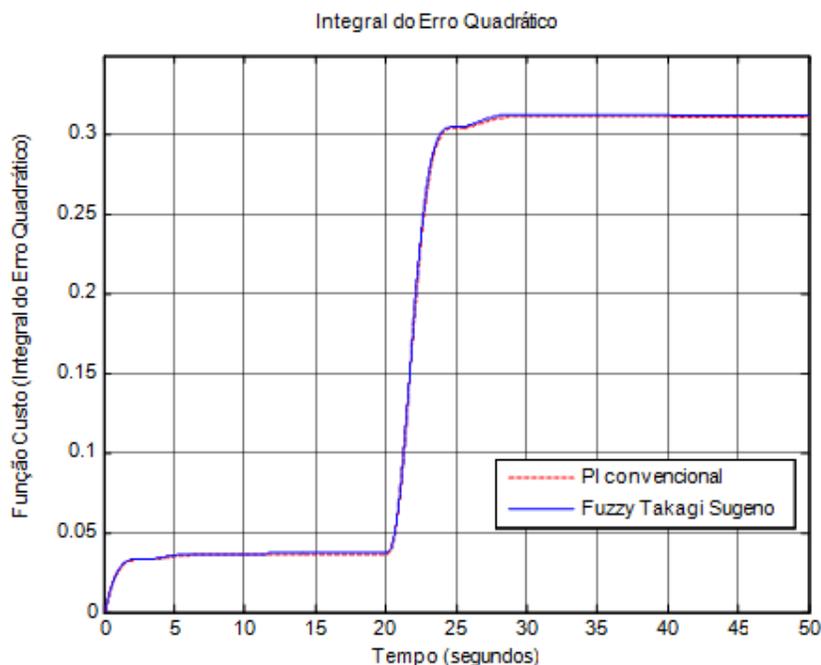


Figura 7.23 – Função custo, integral do erro quadrático

Com a variação do momento de inércia para um valor de 0.0024 kg m^2 , que representa o dobro do valor do momento de inércia do motor, os controladores fuzzy Takagi-Sugeno e o PI convencional permanecem com desempenho semelhante, com um leve aumento do esforço de controle para os dois controladores, corrente i_{Qs} . Quanto ao erro quadrático o valor para os dois controladores é aproximadamente igual.

7.3.2.2 Ponto de operação com velocidade do motor baixa e média e corrente em quadratura do estator entre média e baixa.

- $\omega_{ref} = 0.50 \text{ pu}$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.40 \text{ pu}$
- Torque elétrico, $T_e = 0.563 \text{ pu}$

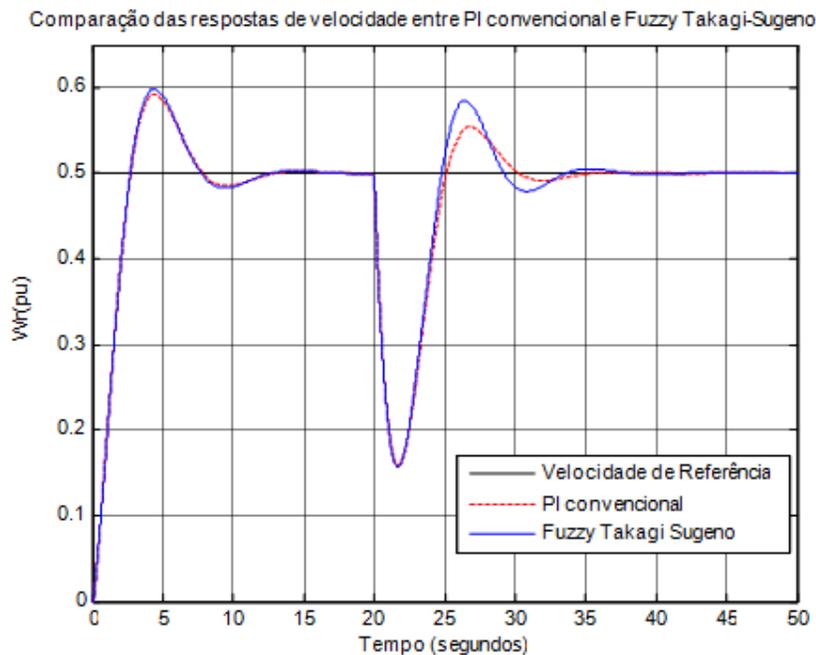


Figura 7.24 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

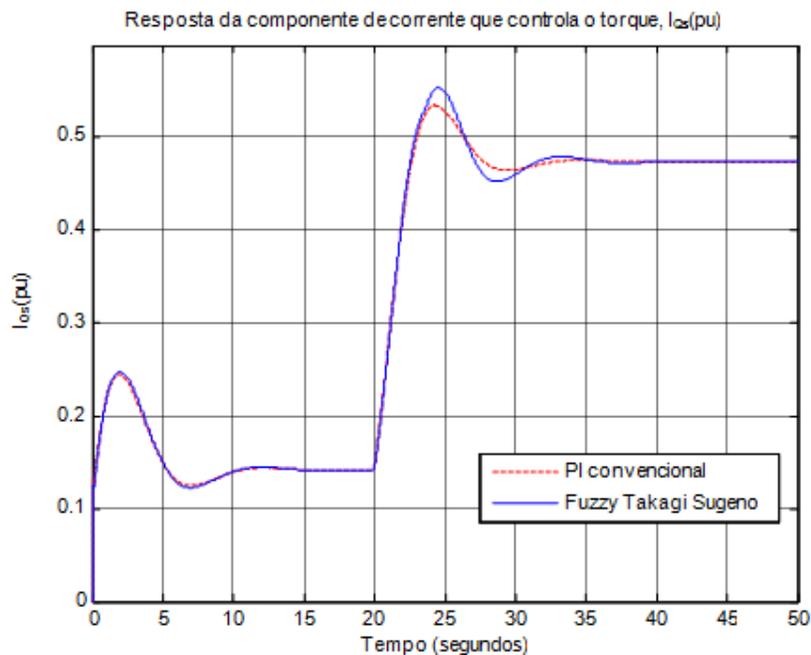


Figura 7.25 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, i_{Qs} (pu), $I_{base} = 1.589$ A. A componente i_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

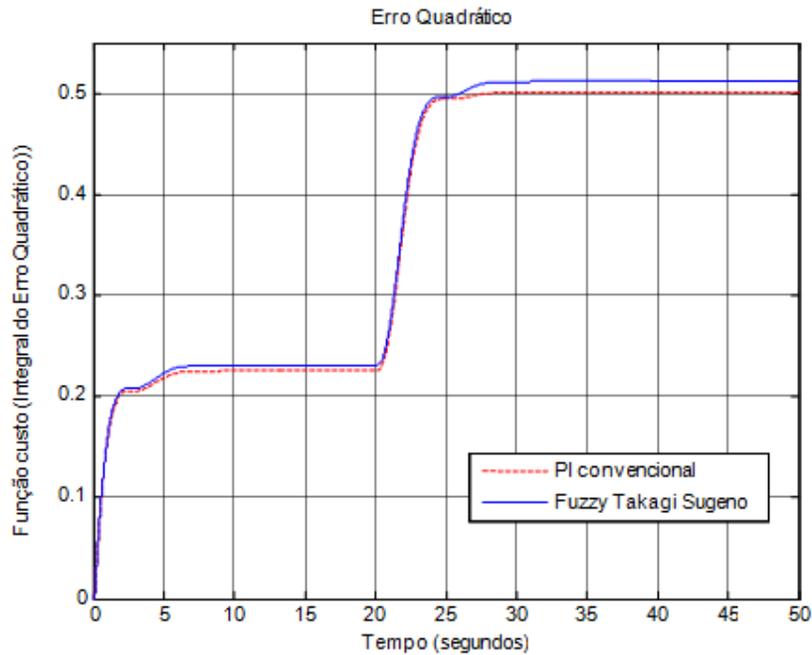


Figura 7.26 – Função custo, integral do erro quadrático

Para este ponto de operação o controlador fuzzy Takagi-Sugeno apresenta um esforço de controle maior do que o PI convencional, acarretando em um sobressinal mais elevado após a inserção de carga ao sistema, figura (7.24).

7.3.2.3 Ponto de operação com velocidade do motor entre média e alta e corrente em quadratura do estator entre baixa e média.

- $\omega_{ref} = 0.70 pu$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.30 pu$
- Torque elétrico, $T_e = 0.547 pu$

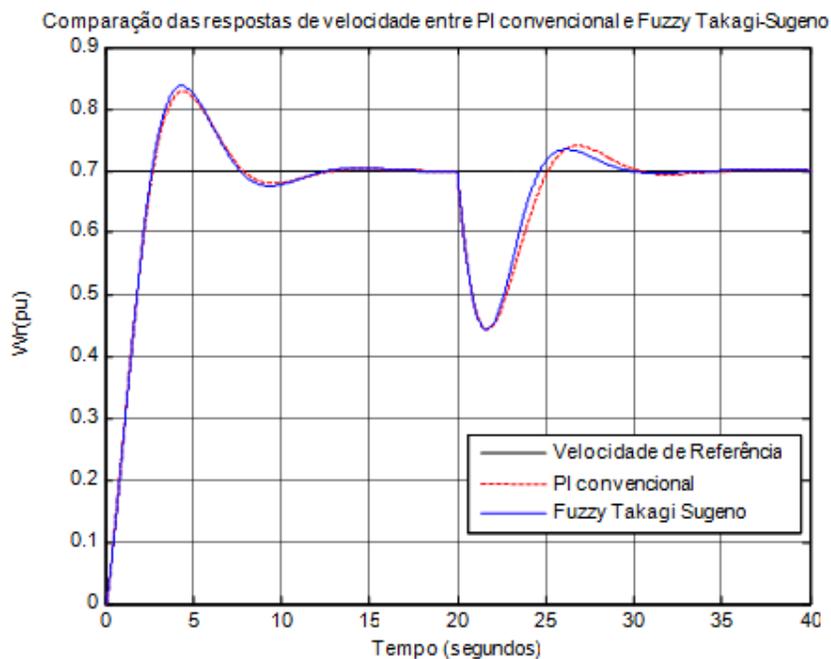


Figura 7.27 – Comparação das respostas de velocidade angular entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

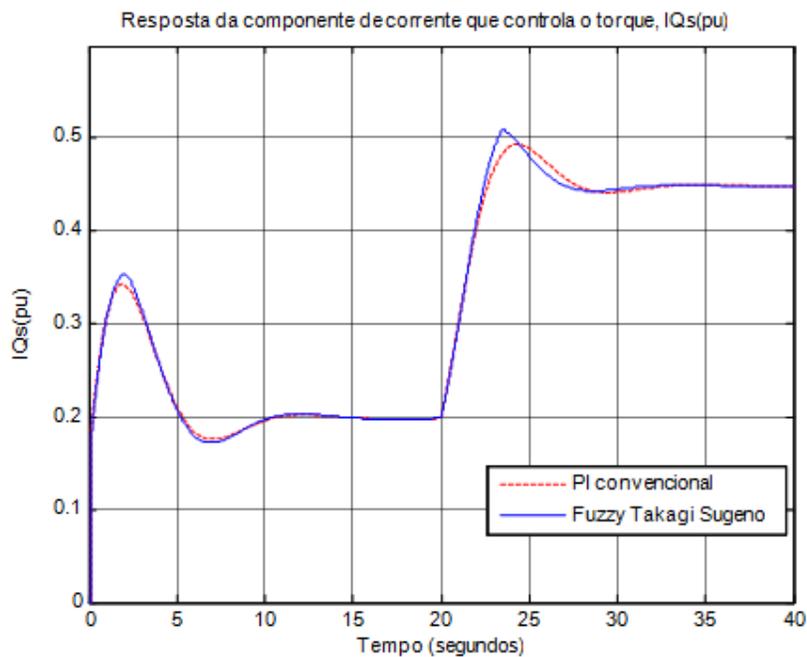


Figura 7.28 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, I_{Qs} (pu), $I_{base} = 1.589$ A. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

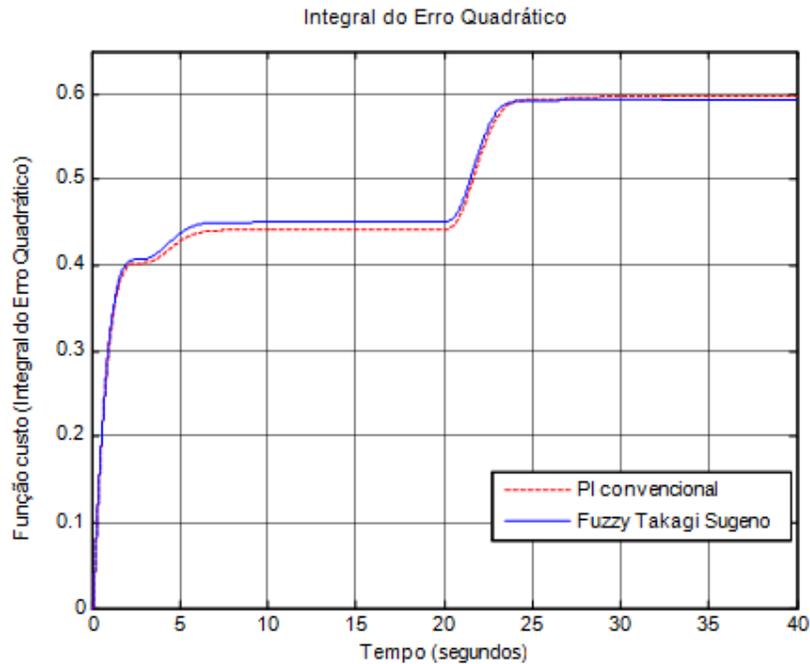


Figura 7.29 – Função custo, integral do erro quadrático

O controlador fuzzy Takagi-Sugeno tem desempenho superior ao controlador PI convencional, quantificado através da diferença entre os erros quadráticos dos controladores, onde o erro do fuzzy Takagi-Sugeno é menor que o erro do PI convencional.

7.3.2.4 Ponto de operação com velocidade do motor entre média e alta e corrente em quadratura do estator alta.

- $\omega_{ref} = 0.70 \text{ pu}$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.50 \text{ pu}$
- Torque elétrico, $T_e = 0.748 \text{ pu}$

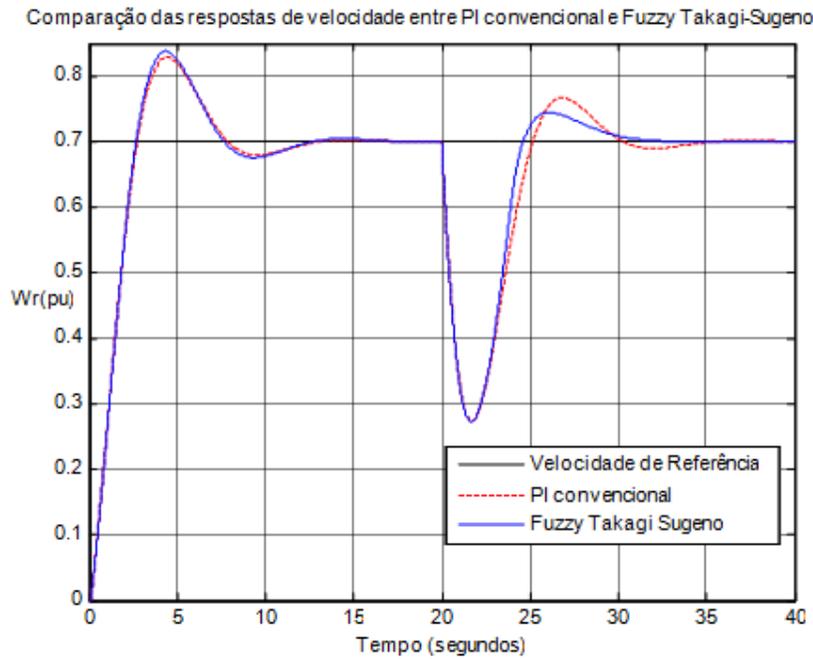


Figura 7.30 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

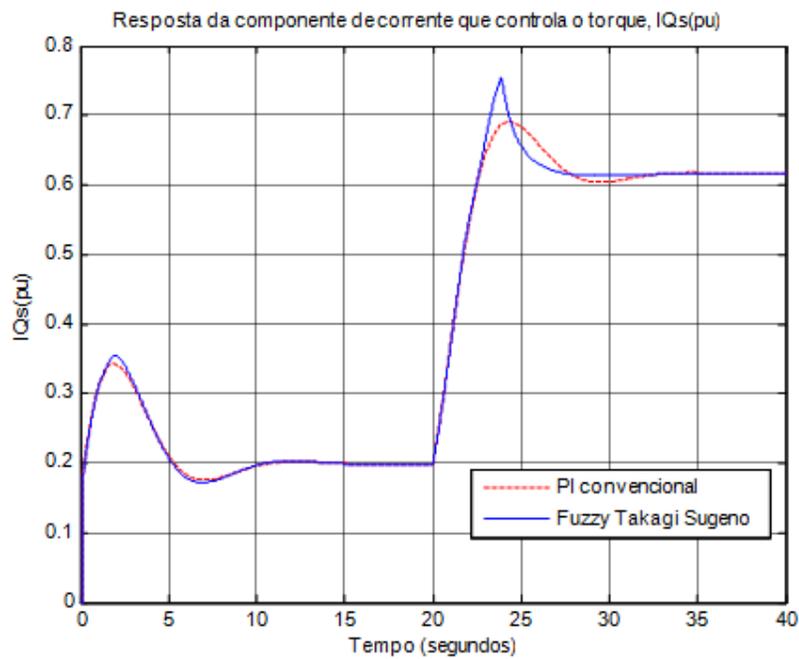


Figura 7.31 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, IQs(pu), Ibase = 1.589 A. A componente IQs é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

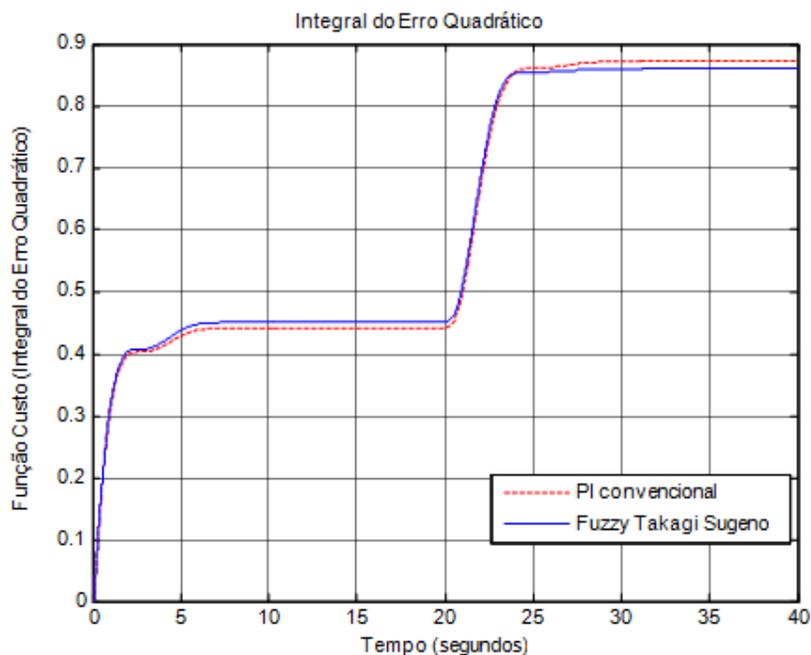


Figura 7.32 – Função custo, integral do erro quadrático

Na figura (7.30) é notório o sobressinal superior do controlador PI convencional em relação ao controlador fuzzy Takagi-Sugeno, mesmo com a atuação mais rápida do controlador fuzzy Takagi-Sugeno após a inserção de carga no sistema. A figura (7.32) apresenta um erro quadrático para o fuzzy Takagi-Sugeno sensivelmente menor que o erro acumulado do controlador PI convencional.

7.3.2.5 Ponto de operação com velocidade do motor alta e corrente em quadratura do estator alta.

- $\omega_{ref} = 0.90 pu$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.45 pu$
- Torque elétrico, $T_e = 0.765 pu$

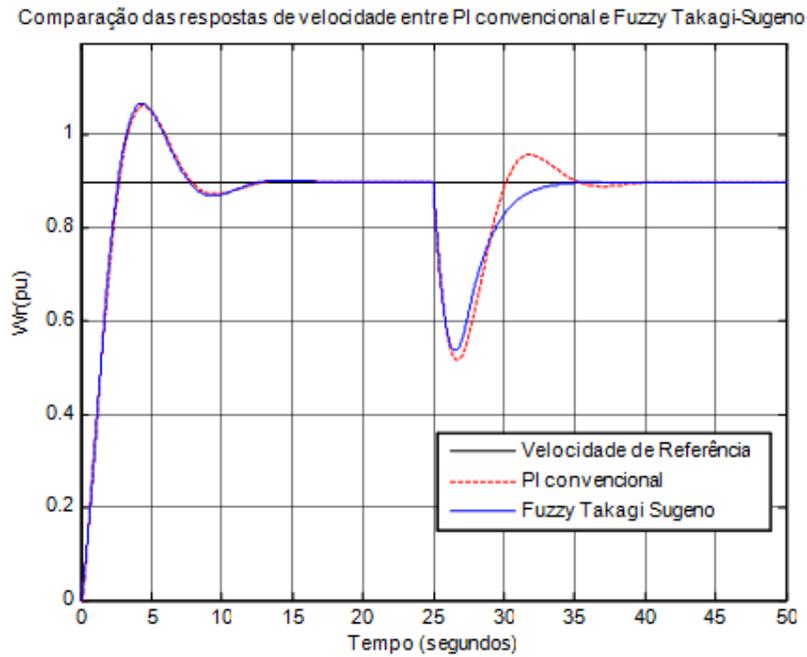


Figura 7.33 – Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

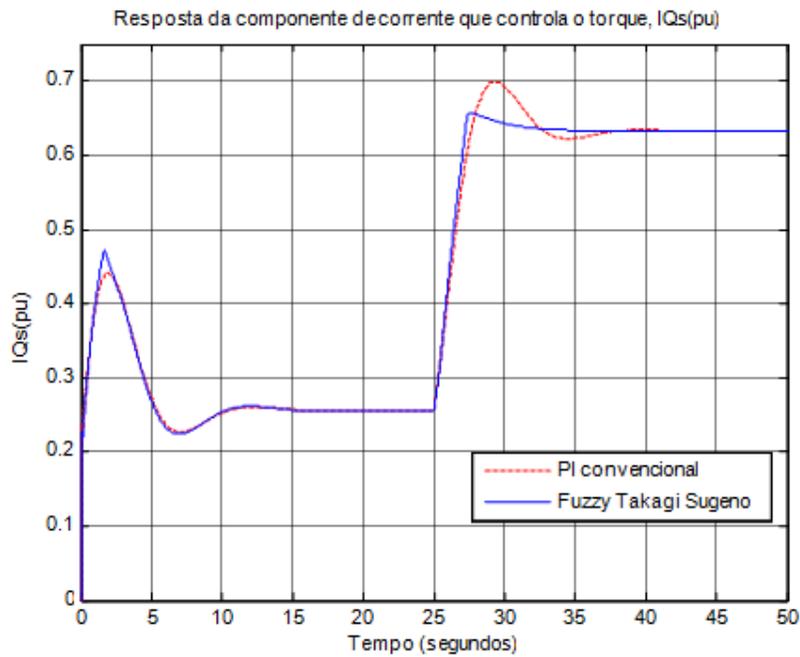


Figura 7.34 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, $I_{Qs}(pu)$, $I_{base} = 1.589 A$. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

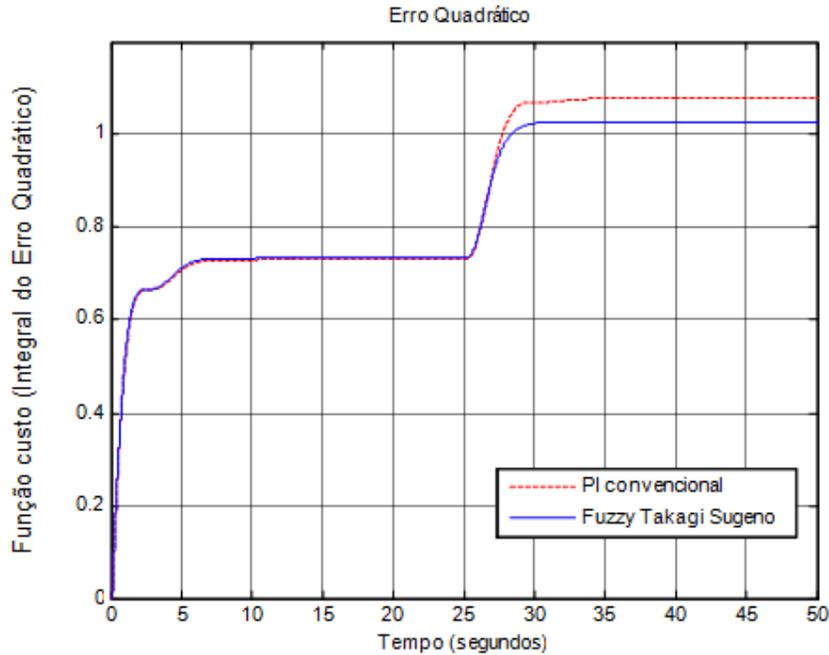


Figura 7.35 – Função custo, integral do erro quadrático

Neste ponto de operação o desempenho do controlador fuzzy Takagi-Sugeno é bastante superior ao do controlador PI convencional, o que pode ser comprovado através da velocidade de resposta do controlador fuzzy Takagi-Sugeno à perturbação de carga, a qual é mais rápida que a atuação do controlador PI convencional e sem sobressinal; e ao valor do erro quadrático, o qual é bem menor do que o erro do controlador PI convencional.

7.3.3. Simulações com variações do tipo degrau na velocidade de referência e o com referência em rampa para momento de inércia do motor.

Tabela 7.3 – Pontos de operação simulados para referência do tipo rampa no momento de inércia

Ponto de Operação	$\omega_r(pu)$	$T_{Load}(pu)$	$i_{Qs}(pu)$	Função custo (ISE) do PI convencional	Função custo (ISE) Fuzzy Takagi-Sugeno
1	0.50	0.10	0.225	5.23	4.72
2	0.90	0.45	0.445	5.23	4.72

7.3.3.1 Ponto de operação com velocidade do motor entre baixa e média e corrente em quadratura do estator ente baixa e média.

- $\omega_{ref} = 0.50 pu$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.10 pu$
- Variação do momento de inércia, J, em rampa com saturação de $0.0036 kg m^2$ (três vezes o momento de inércia original)

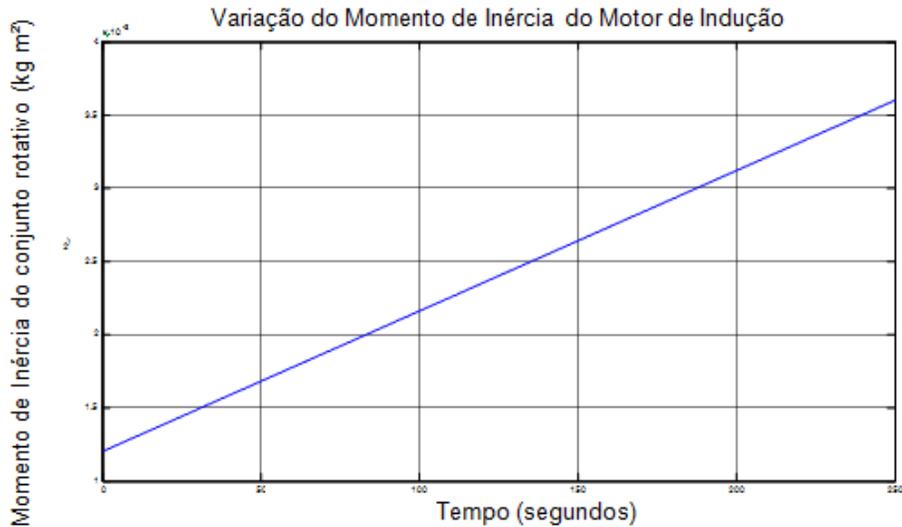


Figura 7.36 – Variação do Momento de Inércia em rampa com saturação de $3 \cdot J = 0.0036 Kg.m^2$

Comparação das respostas de velocidade entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

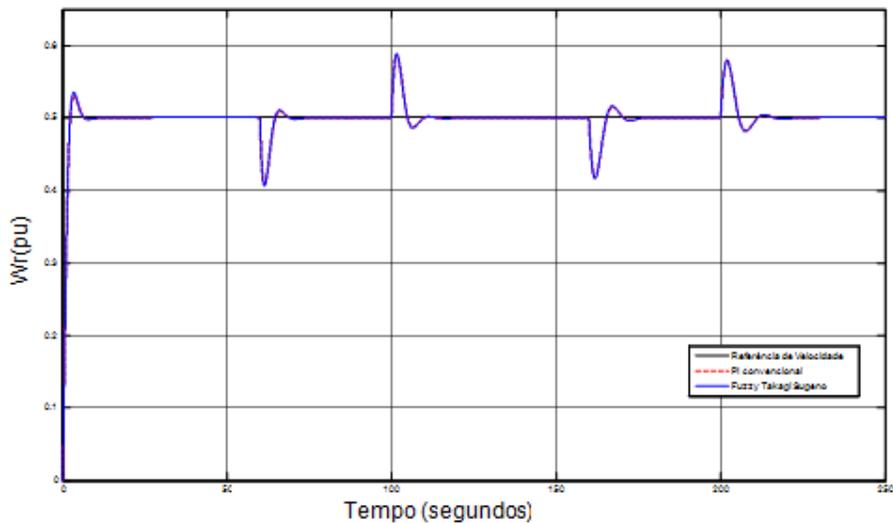


Figura 7.37- Comparação das respostas de velocidade angular entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

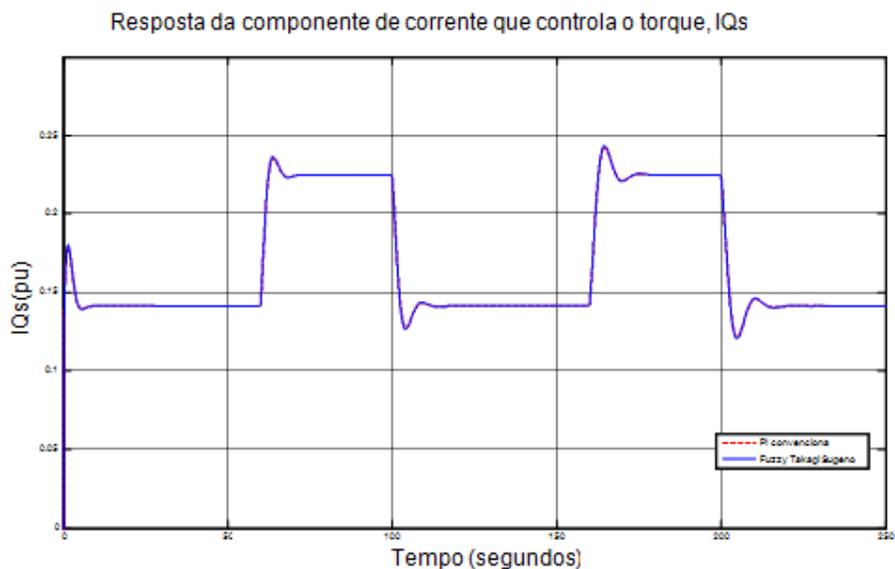


Figura 7.38 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, I_{Qs} (pu), $I_{base} = 1.589$ A. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

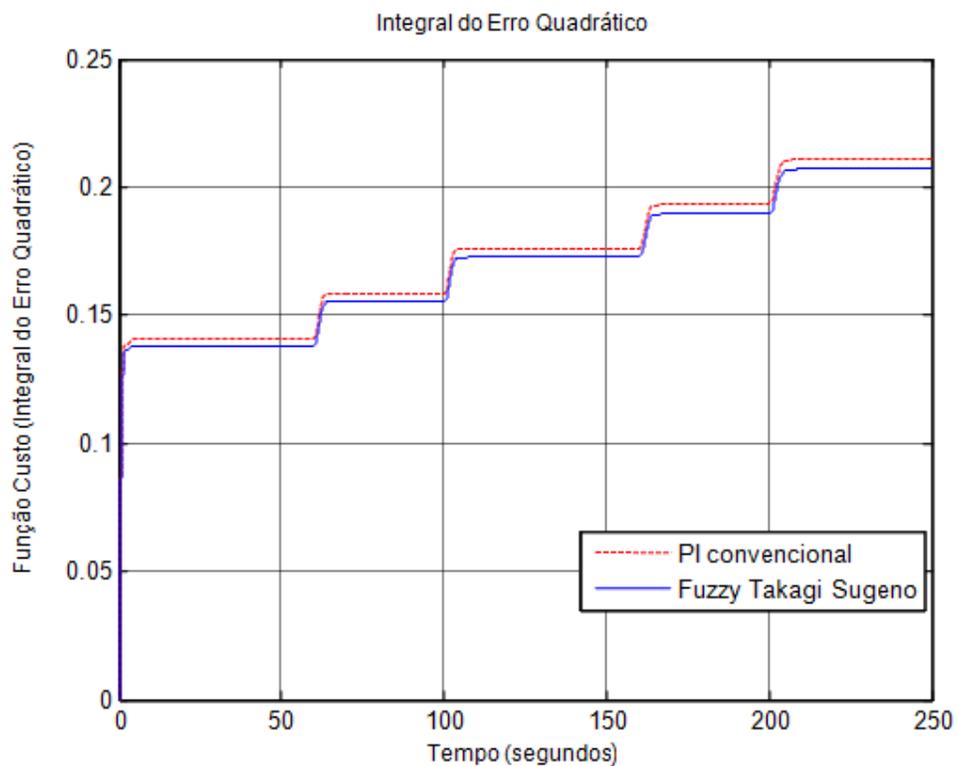


Figura 7.39 – Função custo, integral do erro quadrático

Com uma variação paramétrica mais lenta, porém crescente, e com a inserção e retirada de cargas durante toda a variação do momento de inércia o controlador fuzzy se mostrou superior ao controlador PI convencional, levando-se em consideração o critério de menor erro acumulado durante o teste efetuado com variação paramétrica progressiva do momento de inércia do conjunto girante (inércia rotativa do conjunto composto pelo rotor do motor e da carga), figura 7.37.

7.3.3.3 Ponto de operação com velocidade do motor alta e corrente em quadratura do estator alta.

- $\omega_{ref} = 0.90 pu$
- Torque de carga, $T_{load} = 0.45 pu$
- Variação do momento de inércia, J, em rampa com saturação de $0.0036 kg m^2$ (três vezes o momento de inércia original)

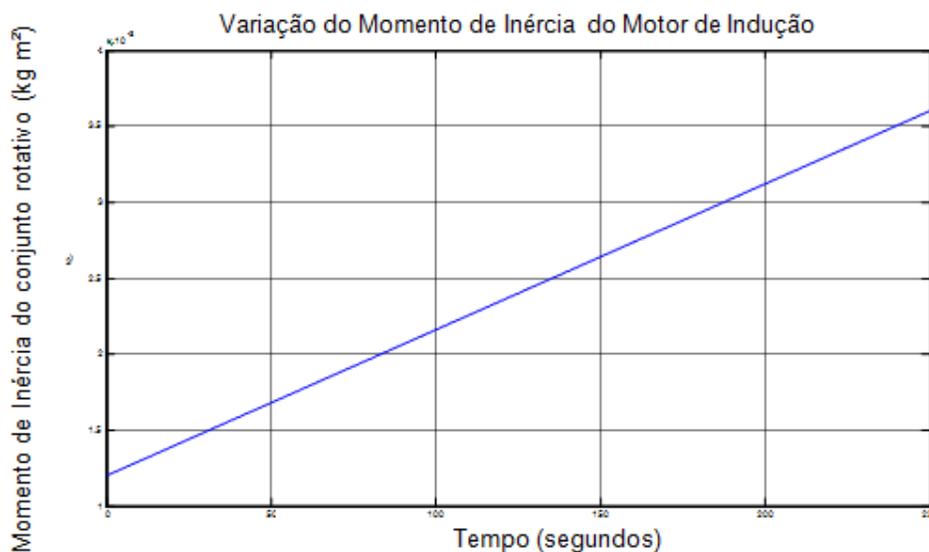


Figura 7.40 – Variação do Momento de Inércia em rampa com saturação de $3 \times J = 0.0036 Kg.m^2$

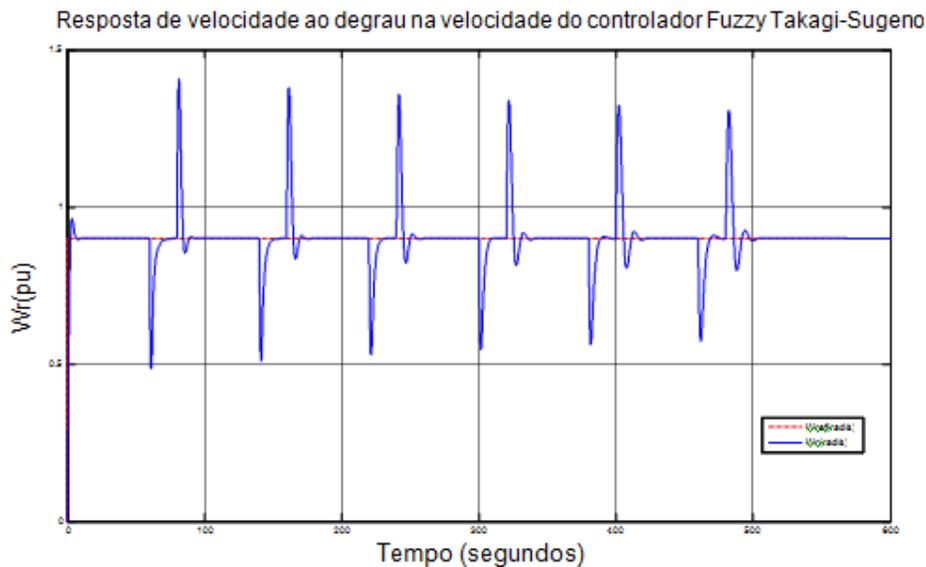


Figura 7.41 – Resposta de velocidade angular do controlador Fuzzy Takagi-Sugeno ao degrau na velocidade de referência, $W_{rbase} = 377 \text{ rad/s}$

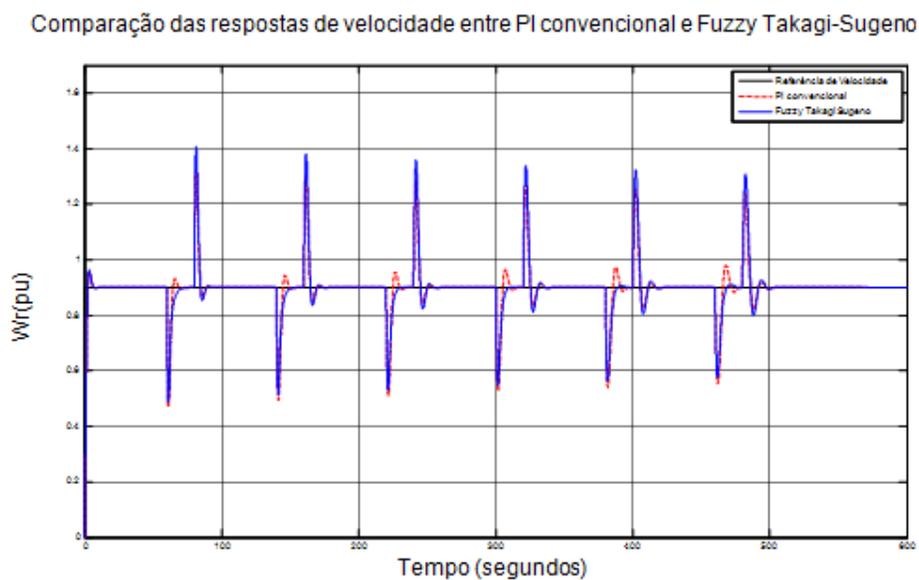


Figura 7.42 – Comparação das repostas de velocidade angular entre PI convencional e Fuzzy Takagi-Sugeno

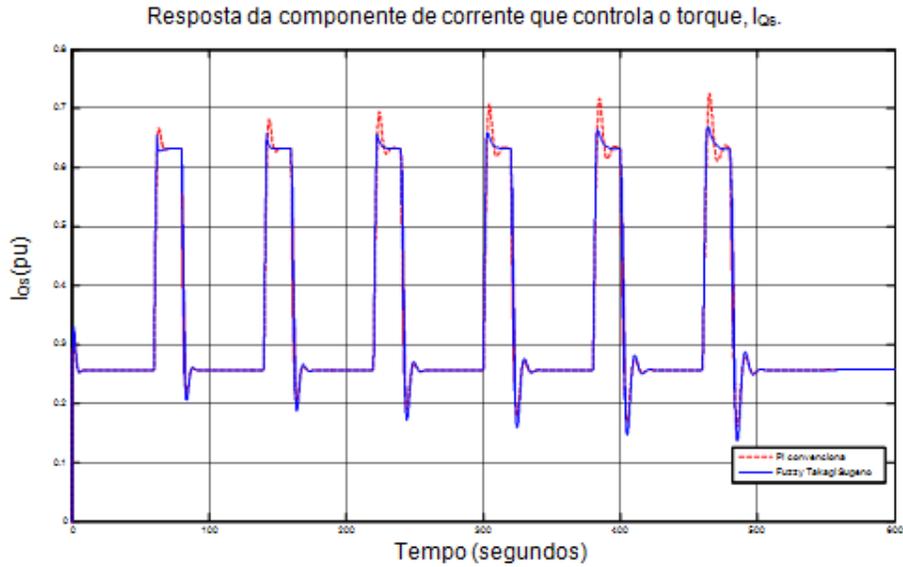


Figura 7.43 – Resposta da componente de corrente que controla o torque, I_{Qs} (pu), $I_{base} = 1.589$ A. A componente I_{Qs} é representada em um referencial girante com o fluxo do rotor

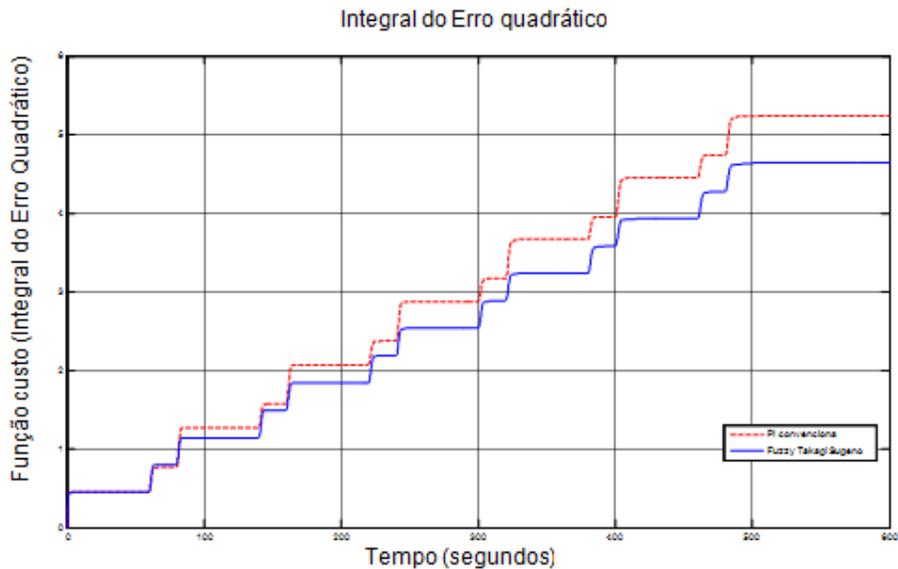


Figura 7.44 – Função custo, integral do erro quadrático

Exigindo-se mais dos controladores, com um ponto de operação com velocidade alta e corrente em quadratura também elevada, novamente o desempenho do controlador fuzzy foi melhor que o do controlador PI convencional. Logo, é possível se comprovar a maior robustez do controlador fuzzy Takagi-Sugeno em relação a variações paramétricas se comparado ao PI convencional.

7.4. Conclusão

Analisando-se os resultados das simulações apresentadas no capítulo é possível verificar que em relação às velocidades mais baixas e com carga leve introduzida ao sistema os controladores fuzzy Takagi-Sugeno e PI convencional têm desempenhos compatíveis, com pequenas diferenças em relação à sobressinal da resposta de velocidade. No entanto, com o aumento do nível de velocidade de referência e com a inserção de torques de carga mais elevados o controlador fuzzy Takagi-Sugeno apresenta comportamento superior ao desempenho do PI convencional, análise comprovada através da função custo integral do erro quadrático.

No caso de variações paramétricas no momento de inércia do motor para o dobro do valor nominal, o fuzzy Takagi-Sugeno, novamente, apresenta melhor desempenho em velocidades mais altas. Em relação à função custo (integral do erro quadrático), pode-se notar que o nível do erro acumulado durante a simulação para o controlador fuzzy Takagi-Sugeno é menor do que o PI convencional.

Para as simulações com variação paramétrica mais severa, chegando-se ao triplo do valor do momento de inércia nominal do motor, o controlador PI convencional se mostra mais sensível às perturbações de carga do que o fuzzy Takagi-Sugeno, com variação em rampa do momento de inércia. O desempenho superior do fuzzy Takagi-Sugeno fica claro no gráfico da função custo integral do erro quadrático.

8. Conclusões

O modelo do motor de indução obtido após a aplicação da estratégia de controle vetorial do fluxo do rotor comprovou ser extremamente adequado a aplicações de controle de velocidade do motor de indução. As condições que garantem a orientação do fluxo do rotor em cima da componente direta do fluxo, Ψ_{Dr} , permitiram que o torque elétrico de referência, T_{ref}^* , do motor fosse controlado apenas pela componente de corrente em quadratura do estator, i_{Qs} , facilitando o projeto de controladores de velocidade.

Partindo-se do modelo desacoplado do motor de indução, com as considerações propostas pelo controle vetorial, projetou-se um controlador PI para a malha de corrente, o qual apresentou uma ação quase que instantânea quando considerado o controle de velocidade do motor. A dinâmica do controlador PI de velocidade em conjunto com o controlador PI de corrente apresentou comportamento compatível com os parâmetros de desempenho selecionados no projeto.

A abordagem apresentada sobre a teoria de modelagem fuzzy Takagi-Sugeno, foi aplicada ao motor de indução considerando a ação dos controladores de corrente. O modelo fuzzy Takagi-Sugeno desenvolvido obteve respostas de velocidade satisfatórias quando comparado ao modelo fenomenológico da planta. Este modelo serviu como base para o projeto de um controlador fuzzy Takagi-Sugeno para o controle de velocidade do motor de indução.

O problema da estabilidade do controlador fuzzy Takagi-Sugeno foi escrito na forma de LMIs, levando-se em consideração o critério de Lyapunov.

Uma matriz P comum a todas as LMIs foi obtida através do resolvidor *feasp* do Matlab, garantido, desta forma, a estabilidade global do sistema.

Com base no projeto desenvolvido para o controlador fuzzy Takagi-Sugeno, foram feitos testes de simulações comparando-se o desempenho do controlador fuzzy Takagi-Sugeno ao do PI convencional. Os resultados das simulações apresentaram comportamentos compatíveis nos pontos de operação com velocidade de referência baixa, $\omega_r = \omega_r^{(1)}$, e corrente em quadratura nos níveis entre baixa e média, $i_{Qs}^{(1)} < i_{Qs} < i_{Qs}^{(2)}$, com eventuais sobressinais de velocidade ligeiramente maiores para o controlador fuzzy Takagi-Sugeno. Este efeito pode ser atribuído ao maior esforço de controle, referenciado através da componente de i_{Qs} , exercido pelo controlador fuzzy após a inserção de torque de carga ao sistema. Em contrapartida, em velocidades mais elevadas $\omega_r^{(2)} \leq \omega_r \leq \omega_r^{(3)}$, e com níveis de corrente em quadratura maiores $i_{Qs}^{(2)} < i_{Qs} < i_{Qs}^{(3)}$, o controlador fuzzy Takagi-Sugeno mostrou desempenho superior ao PI convencional, levando-se como critério de comparação as funções custos (Integral do Erro Quadrático) para os controladores, onde o erro acumulado apresentado pelo controlador fuzzy Takagi-Sugeno foi menor.

Para as simulações com variações paramétricas no momento de inércia do motor, variando-se o momento de inércia para o dobro do valor nominal, o fuzzy Takagi-Sugeno, novamente, apresenta melhor desempenho em velocidades mais elevadas, $\omega_r = \omega_r^{(3)}$. Comportamento comprovado através da função custo (integral do erro quadrático), na qual pode-se notar

que o nível do erro acumulado durante a simulação para o controlador fuzzy Takagi-Sugeno é menor do que o erro para o PI convencional.

Para as simulações com variação paramétrica mais severa, chegando-se ao triplo do valor do momento de inércia nominal do motor (variação em rampa), o controlador PI convencional se comportou de maneira mais sensível à perturbações de carga em relação ao fuzzy Takagi-Sugeno. O desempenho superior do fuzzy Takagi-Sugeno fica claro no gráfico da função custo integral do erro quadrático, onde é possível verificar que o erro do controlador fuzzy Takagi-Sugeno é sensivelmente menor que o do PI convencional.

O controlador fuzzy Takagi-Sugeno projetado neste trabalho apresentou desempenho superior, de maneira geral, ao controlador PI convencional quando o sistema é submetido a variações paramétricas no momento de inércia do motor. Estas simulações com variação do momento de inércia simulam a inserção de carga ao sistema.

8.1. Propostas para Trabalhos Futuros

No sentido de gerar futuras contribuições, são apresentadas algumas propostas para trabalhos futuros com base nos resultados obtidos na dissertação.

- Inserção de um número maior de conjuntos fuzzy à base de regras do controlador Takagi-Sugeno.
- Implementação da estratégia com controlador de velocidade fuzzy Takagi-Sugeno aplicado a uma planta real. O conjunto inversor de freqüência e motor de indução estão em fase de

finalização no laboratório e propiciarão resultados práticos para o controlador fuzzy Takagi-Sugeno projetado.

9. Referências

- [1] Abbodanti, A. (1977). Method of Flux control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 11 , 177-184.
- [2] Andrzej, M. T. (2001). Control of Induction Motors. San Diego: Academic Press.
- [3] Barbi, I. (1985). Teoria Fundamental do Motor de Indução. Florianópolis: UFSC.
- [4] Barra Jr., W. (2001). Estratégias Neuro-Fuzzy Adaptativas. Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém: Universidade Federal do Pará.
- [5] Bim, E. (2009). Máquinas Elétricas e Acionamento. Rio de Janeiro: Campus/Elsevier.
- [6] Bogdan, Z. K. (2006). Fuzzy Controller Design: Theory and Applications. Fort Worth, USA: informa - Taylor & Francis.
- [7] Bose, B. K. (2002). Modern Power Electronics and AC Drives. Pretence Hall.
- [8] Boyd, S. G. (1994). Linear Matrix Inequalities in Systems and Control Theory. Philadelphia, PA: Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM).
- [9] Cad, M. M. (2000). Estratégias de Modelagem Dinâmica e Simulação Computacional do Motor de Indução Trifásico. São Carlos: Universidade de São Paulo.
- [10] Cardim, R. (2009). Projeto de Controladores Baseados em LMIs: realimentação Derivativa e Sistemas Chaveados utilizando Estrutura Variável. São Paulo: UNESP.
- [11] DIAS, T. &. (2007). Estudos Experimentais para Acionamento Elétrico e Controle de Carga Industrial em uma Bancada Didática com Motor de Indução. Belém-PA: Universidade Federal do Pará.
- [12] Filho, A. J. (2007). O Controlador Complexo Aplicado ao Controle Vetorial do Motor de Indução. Campinas: UNICAMP.
- [13] Goran Rafajlovcki, E. R. (1996). Modeling Analysis and Simulation of Motor Parameter Variation in Vector Controlled Electrical Drives.

- [14] Ioan D. Landau e Gianluca Zito. (2002). Digital Control System. Paris: Springer.
- [15] Johansen, K. J. (1996). Design and Analysis of gain-scheduled control using local controlle networks. International Journal of Control, vol 66 , 619-651.
- [17] Krause, P. C. (2002). Analysis of Eletric Machinery and Drive Systems. Wiley Interscience.
- [18] Kundur, P. (1993). Power Systems Stability and Control. Toronto: McGraw-Hill.
- [19] Leonhard, W. (1990). Control of Electrical Drives. Oxford: Claredon Press.
- [20] Lima, E. P. (1993). Acionamento de um Motor de Indução com Comandos Suaves de Torque, utilizando a Técnica de Controle Vetorial por Campo Orientado. Dissertação de Mestrado. Campinas: UNICAMP.
- [21] Maschio, K. A. (2006). Estudo de Estimadores de Velocidade de Motor de Indução com Observadores de Estado e Filtro de Kalman. Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universiade de São Paulo.São Carlos-SP
- [22] Mozelli, L. A. (2008). Controle Fuzzy para Sistemas Takagi-Sugeno: Condições Aprimoradas e Aplicações. Dissertação de Mestrado. Belo Horizonte: Universidade Federal de Minas Gerais .
- [23] Ogata, K. (2005). Engenharia de Controle Moderno. São Paulo: Prentice Hall.
- [24] Ong, C.-M. (1998). Dynamic Simulation of Eletric. New Jersey: Pretence Hall.
- [25] Paim, C. C. (2000). Controle Vetorial e Não-linear de Motores de Indução. Porto Alegre: UFRGS.
- [26] Palma, J. C. (1999). Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável. Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian.
- [27] Takagi, T. e. (1985). Fuzzy identification of systems and its aplications to modelling and control . IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics , 116-132.
- [28] Tognetti, E. S. (2006). Controle Fuzzy via Alocação de Pólos com Funções de Lyapunov por Partes. Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universiade de São Paulo.São Carlos-SP

- [29] Vachtsevanos, S. F. (1993). Stability Analysis of the Fuzzy Logic Controller. San Antonio: IEEE CDC.
- [30] Valdenebro, L. R. (2007). Implementação Digital do Controle Indireto por Orientação do Fluxo de Rotor para o Motor de Indução utilizando Abordagens Neuro-Fuzzy. Campinas: UNICAMP.
- [31] Vas, P. (1993). Electrical Machines and drives: A space-vector theory approach. New York: Oxford University Press.
- [32] Vas, P. (1998). Sensorless Vector and Direct Torque Control. New York: Oxford University Press.
- [33] Vuono, E. B. (1997). Uma Contribuição ao Estudo de Controle de Alto Desempenho de Motores de Indução Trifásicos. Campinas: UNICAMP.
- [34] Walter Barra Junior, J. A. (2005). Controle Fuzzy Aplicado à Melhoria da Estabilidade Dinâmica em Sistemas Elétricos de Potência. Revista Controle & Automação/ Vol16. , 173-186.
- [35] Wang, H. G. (1995). Advanced Adaptive Control. Pergamon Press.
- [36] Wang, K. T. Fuzzy Control Systems Design and Analysis - A Linear Matrix Inequality Approach. New York: John Wiley & Sons, INC.
- [37] Wang, L. (. (1997). A Course in Fuzzy Systems and Control, Prentice Hall PTR. Prentice Hall PTR.
- [38] Zhen, L. e. (March 2000). Fuzzy Learning Enhanced Speed Control of an Indirect Field-Oriented Induction Machine Drive. IEEE Transactions Industrial Applications, vol. 8, , 270-278.

Apêndice A - Programas em Matlab utilizados nos Testes de Simulação

Todos os testes de simulação apresentados no trabalho foram realizados no ambiente *Matlab-Simulink*. O algoritmo do modelo do motor apresentado no Capítulo 2 é executado através de um recurso chamado *Simulink – Function* ou *S-Function*. A seguir o código utilizado para a simulação do é apresentado.

```
%% S-Function motor induçao frame estacionário beta_alfa0:
% Universidade Federal do Pará
% Instituto de Tecnologia
% Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
% Tainara da Costa Dias

function [sys,x0,str,ts]=Motor(t,x,u,flag,ParametrosMI,xi)

    switch flag

%% Inicializa variáveis:
        case 0
            [sys,x0,str,ts] = Inicio(xi);

%% Cálculo do vetor de estados (derivadas):
        case 1
            sys = Estados(t,x,u,ParametrosMI);

%% Saídas:
        case 3
            sys = Saida(t,x,u);

%% Atualização de parametros:
        case {2,9}
            sys = []; % Não executa nada;

%% Menssagem de erro para flag inválido
        otherwise
            error(['Flag inválido = ',num2str(flag)]);
        end

function [sys,x0,str,ts] = Inicio(x0)

    global variaveis

    sizes = simsizes;
    sizes.NumContStates = 5;
    sizes.NumDiscStates = 0;
    sizes.NumOutputs = 4;
    sizes.NumInputs = 5;
```

```

sizes.DirFeedthrough = 0;
sizes.NumSampleTimes = 1;

sys = simsizes(sizes);
str = [];
variaveis = zeros(5,1);
ts = [0 0]; % Periodo de Amostragem: [Periodo, offset]

function sys = Estados(t,x,u,ParametrosMI)

global variaveis

%% Parametros da máquina:
rs = ParametrosMI(1); % Resistência do estator;
Rr = ParametrosMI(2); % Resistência do rotor;
Ls = ParametrosMI(3); % Reatância de dispersão do estator;
Lr = ParametrosMI(4); % Resistência do rotor referida ao
estator;
Lm = ParametrosMI(5); % Reatancia de magnetização;
P = ParametrosMI(6); % Número de pólos;
J = ParametrosMI(7); % Momento de inércia;
Do = ParametrosMI(8); % Momento de inércia;

%% Entradas:
vas=u(1,1); % Tensão na fase a do estator;
vbs=u(2,1); % Tensão na fase b do estator;
vcs=u(3,1); % Tensão na fase c do estator;
Tl=u(4,1); % Torque de carga;
rr=u(5,1);

% Vetor de tensões abc do estator:
vabcs = [vas;
         vbs;
         vcs];

% Matriz de transformação abc para alfa-beta em frame de referencia
estacionário:
T_alfabeta = 2/3*[cos(0) cos(-2*pi/3) cos(2*pi/3);
                 sin(0) sin(-2*pi/3) sin(2*pi/3);
                 1/2      1/2      1/2];

% Tensões _alfabeta do estator:
v_alfabeta = T_alfabeta*vabcs;
v_betas = v_alfabetas(1,1);
v_alfas = v_alfabetas(2,1);

%% Variáveis de estado:
i_betas = x(1,1);
i_alfas = x(2,1);
Phi_betar = x(3,1);
Phi_alfar = x(4,1);
wr = x(5,1);

sig = 1 - Lm^2/(Ls*Lr);
tr = Lr/rr;

Phi_betas = sig*Ls*i_betas + (Lm/Lr)*Phi_betar;
Phi_alfas = sig*Ls*i_alfas + (Lm/Lr)*Phi_alfar;

%% Torque eletromagnético:

```

```

Te=(3/2)*(P/2)*(Phids*i_betas - Phi_betas*i_alfas);

% Equações dinâmicas dx/dt = f(x,u);

pi_betas = -(rs/(Ls*sig)+(1-sig)/(sig*tr))*i_betas +
Lm/(sig*Ls*Lr*tr)*Phi_betar - Lm/(sig*Ls*Lr)*wr*Phi_alfar +
1/(sig*Ls)*v_betas;
pids = -(rs/(Ls*sig)+(1-sig)/(sig*tr))*i_alfas +
Lm/(sig*Ls*Lr)*wr*Phi_betar + Lm/(sig*Ls*Lr*tr)*Phi_alfar +
1/(sig*Ls)*v_alfas;
pPhi_betar = (Lm/tr)*i_betas - (1/tr)*Phi_betar + wr*Phi_alfar;
pPhi_alfar = (Lm/tr)*i_alfas - wr*Phi_betar - (1/tr)*Phi_alfar;
pwr = (1/J)*(Te - Tl - Do*wr);

variaveis=[Te; i_betas; i_alfas; v_betas; v_alfas];

%% Saída das variáveis de estado do sistema:
sys=[pi_betas,pids,pPhi_betar,pPhidr,pwr];

function sys = Saida(t,x,u)
    global variaveis
    Torque = variaveis(1);
    i_betas = x(1);
    i_alfas = x(2);
    wr=x(5);
    sys = [Torque;wr;i_alfas;i_betas];

```

A função para o cálculo das funções de pertinência que ponderam a soma dos controladores locais, o programa utilizado é apresentado a seguir:

```

%%Função para o cálculo das Funções de Pertinência
% Universidade Federal do Pará
% Instituto de Tecnologia
% Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
% Tainara da Costa Dias

function h=CalculaGrauDisparo(IQso,Wro)

h=zeros(9,1);
miIQs=zeros(3,1);
miWr=zeros(3,1);

if IQso<0; IQso=0; end;
if IQso>1; IQso=1; end;
if Wro<0; Wro=0; end;
if Wro>1; Wro=1; end;

if IQso<=0.30; miIQs(1)=1; miIQs(2)=0; miIQs(3)=0; end;

if (IQso>0.30)&(IQso<=0.50); miIQs(2)=5*(IQso-0.3);
miIQs(1)=1-miIQs(2); miIQs(3)=0; end;

```

```

if (IQso>0.50)&(IQso<=0.70); miIQs(1)=0;
miIQs(3)=5.0*(IQso-0.5); miIQs(2)=1-miIQs(3); end;

if IQso>0.70; miIQs(1)=0; miIQs(2)=0; miIQs(3)=1; end;

if Wro<=0.35; miWr(1)=1; miWr(2)=0; miWr(3)=0; end;

if (Wro>0.35)&(Wro<=0.60); miWr(1)=2.4-4*Wro;
miWr(2)=1-miWr(1); miWr(3)=0; end;

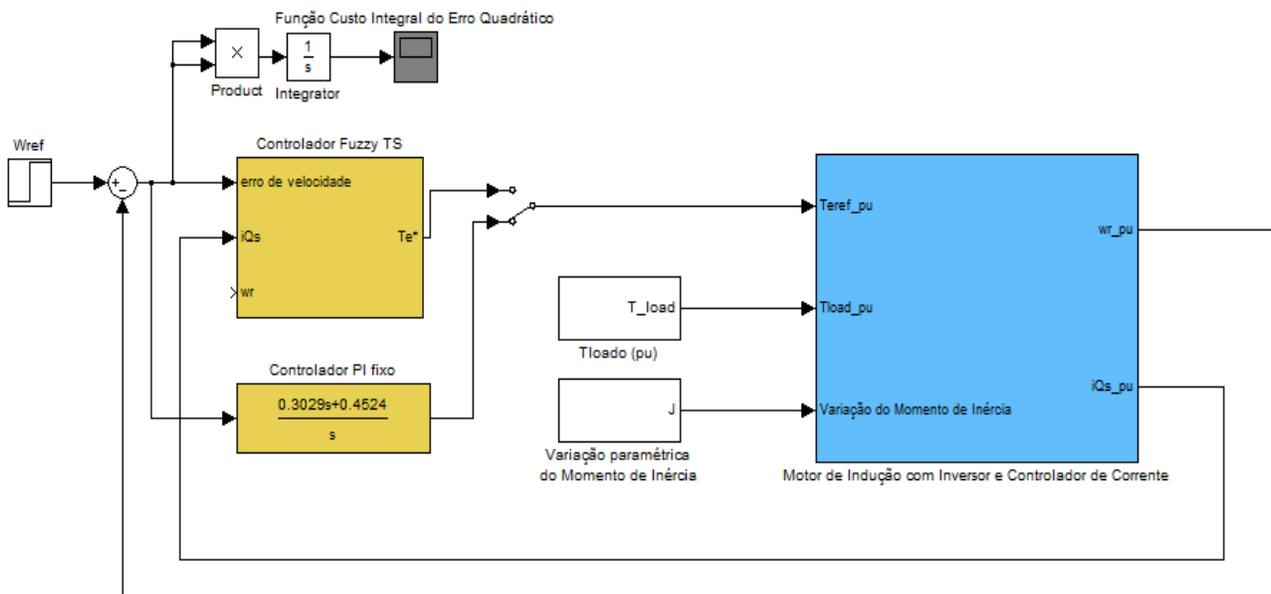
if (Wro>0.60)&(Wro<=0.90); miWr(1)=0;
miWr(2)=3.0-(10/3)*Wro; miWr(3)=1-miWr(2); end;

if Wro>0.90; miWr(1)=0; miWr(2)=0; miWr(3)=1; end;

h(1)=miIQs(1)*miWr(1);
h(2)=miIQs(1)*miWr(2);
h(3)=miIQs(1)*miWr(3);
h(4)=miIQs(2)*miWr(1);
h(5)=miIQs(2)*miWr(2);
h(6)=miIQs(2)*miWr(3);
h(7)=miIQs(3)*miWr(1);
h(8)=miIQs(3)*miWr(2);
h(9)=miIQs(3)*miWr(3);

```

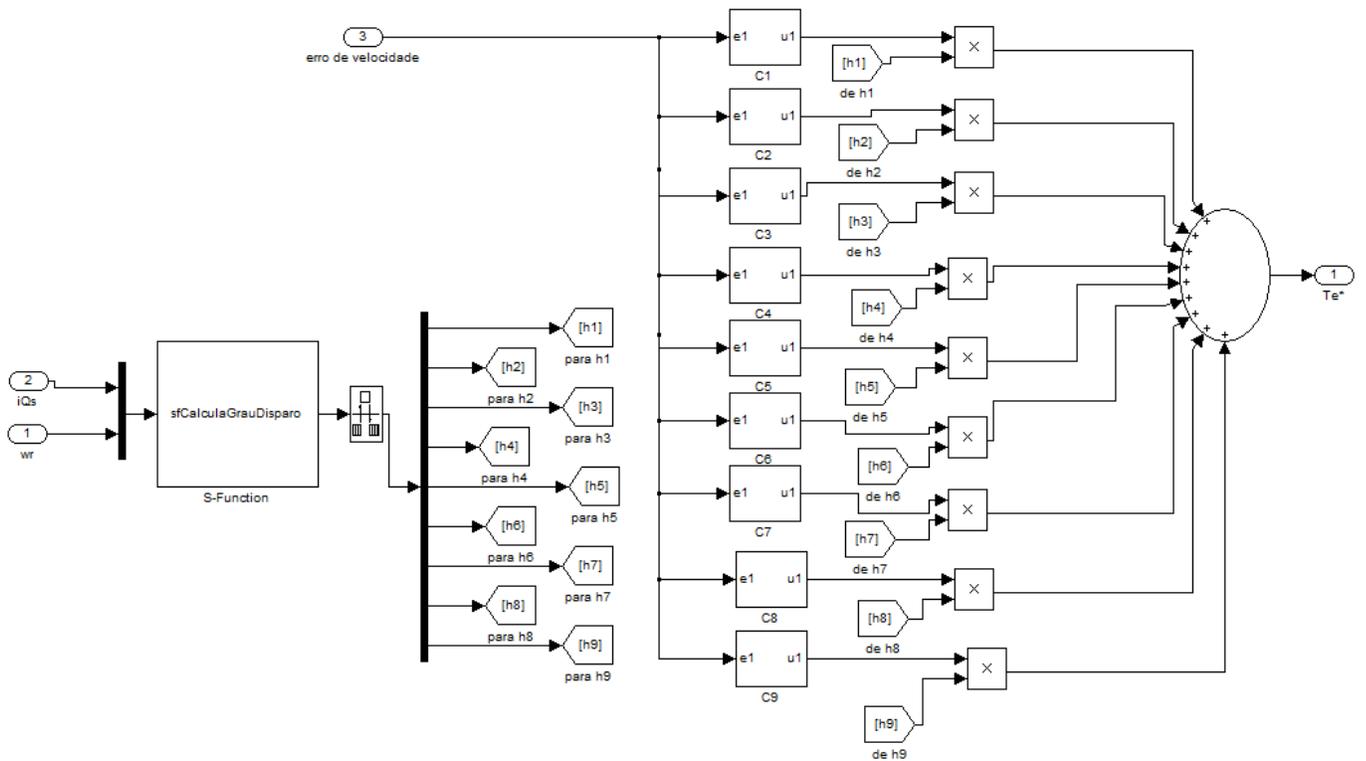
A seguir é apresentado o diagrama de blocos da simulação do controlador de velocidade fuzzy Takagi-Sugeno, aplicado ao acionamento do



A.1 – Estrutura da Simulação utilizada para o controle de velocidade da planta motor de indução sob a ação de controladores de corrente

motor de indução considerando os controladores de corrente.

A figura (A2) mostra o detalhe da implementação do controlador fuzzy Takagi-Sugeno:



A.2 – Diagrama de blocos do controlador Fuzzy Takagi-Sugeno para o controle de velocidade do motor de indução

Apêndice B – Declarações das LMIs para o problema de Estabilidade do Controlador Fuzzy Takagi-Sugeno

O programa apresentado a seguir foi utilizado para definir a matriz P , comum a todas as LMIs, que garante a estabilidade do controlador fuzzy Takagi-Sugeno projetado.

```

setlmis([]);
P=lmivar(1,[2 1]);

lmiterm([1 1 1 P],G11',1,'s');           % LMI #1: G11'*P+P*G11
lmiterm([2 1 1 P],G12',1,'s');           % LMI #2: G12'*P+P*G12
lmiterm([3 1 1 P],G13',1,'s');           % LMI #3: G13'*P+P*G13
lmiterm([4 1 1 P],G14',1,'s');           % LMI #4: G14'*P+P*G14
lmiterm([5 1 1 P],G15',1,'s');           % LMI #5: G15'*P+P*G15
lmiterm([6 1 1 P],G16',1,'s');           % LMI #6: G16'*P+P*G16
lmiterm([7 1 1 P],G17',1,'s');           % LMI #7: G17'*P+P*G17
lmiterm([8 1 1 P],G18',1,'s');           % LMI #8: G18'*P+P*G18
lmiterm([9 1 1 P],G19',1,'s');           % LMI #9: G19'*P+P*G19
lmiterm([10 1 1 P],G23',1,'s');          % LMI #10: G23'*P+P*G23
lmiterm([11 1 1 P],G24',1,'s');          % LMI #11: G24'*P+P*G24
lmiterm([12 1 1 P],G25',1,'s');          % LMI #12: G25'*P+P*G25
lmiterm([13 1 1 P],G26',1,'s');          % LMI #13: G26'*P+P*G26
lmiterm([14 1 1 P],G27',1,'s');          % LMI #14: G27'*P+P*G27
lmiterm([15 1 1 P],G28',1,'s');          % LMI #15: G28'*P+P*G28
lmiterm([16 1 1 P],G29',1,'s');          % LMI #16: G29'*P+P*G29
lmiterm([17 1 1 P],G34',1,'s');          % LMI #17: G34'*P+P*G34
lmiterm([18 1 1 P],G35',1,'s');          % LMI #18: G35'*P+P*G35
lmiterm([19 1 1 P],G36',1,'s');          % LMI #19: G36'*P+P*G36
lmiterm([20 1 1 P],G37',1,'s');          % LMI #20: G37'*P+P*G37
lmiterm([21 1 1 P],G38',1,'s');          % LMI #21: G38'*P+P*G38

```

```
lmiterm([22 1 1 P],G39',1,'s');           % LMI #22: G39'*P+P*G39
lmiterm([23 1 1 P],G45',1,'s');           % LMI #23: G45'*P+P*G45
lmiterm([24 1 1 P],G46',1,'s');           % LMI #24: G46'*P+P*G46
lmiterm([25 1 1 P],G47',1,'s');           % LMI #25: G47'*P+P*G47
lmiterm([26 1 1 P],G48',1,'s');           % LMI #26: G48'*P+P*G48
lmiterm([27 1 1 P],G49',1,'s');           % LMI #27: G49'*P+P*G49
lmiterm([28 1 1 P],G56',1,'s');           % LMI #28: G56'*P+P*G56
lmiterm([29 1 1 P],G57',1,'s');           % LMI #29: G57'*P+P*G57
lmiterm([30 1 1 P],G58',1,'s');           % LMI #30: G58'*P+P*G58
lmiterm([31 1 1 P],G59',1,'s');           % LMI #31: G59'*P+P*G59
lmiterm([32 1 1 P],G67',1,'s');           % LMI #32: G67'*P+P*G67
lmiterm([33 1 1 P],G68',1,'s');           % LMI #33: G68'*P+P*G68
lmiterm([34 1 1 P],G69',1,'s');           % LMI #34: G69'*P+P*G69
lmiterm([35 1 1 P],G78',1,'s');           % LMI #35: G78'*P+P*G78
lmiterm([36 1 1 P],G79',1,'s');           % LMI #36: G79'*P+P*G79
lmiterm([37 1 1 P],G89',1,'s');           % LMI #37: G89'*P+P*G89

LMIsMotor=getlmis;
% Matriz P;

[tmin,xfeas]=feasp(LMIsMotor);

Xfeas=dec2mat(LMIsMotor,xfeas,P);
Pfeas=inv(Xfeas);
```

O resolvidor *feasp* do *Matlab* convergiu em apenas uma iteração, como apresentado a seguir:

Solver for LMI feasibility problems $L(x) < R(x)$

This solver minimizes t subject to $L(x) < R(x) + t \cdot I$

The best value of t should be negative for feasibility

Iteration : Best value of t so far

1	-87.687624
---	------------

Result: best value of t : -87.687624

f-radius saturation: 0.000% of $R = 1.00e+009$