



**UFPA**

---

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE PI COM ADAPTAÇÃO  
FUZZY NO ACIONAMENTO ELÉTRICO POR ORIENTAÇÃO  
DE CAMPO DO MOTOR DE INDUÇÃO**

**PAULO ÍTALO MOREIRA DA SILVA**

**1º SEMESTRE DE 2014**

---

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ – UFPA  
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DE TUCURUÍ – CAMTUC  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA – FEE  
TUCURUÍ-PARÁ-BRASIL**

---

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE PI COM ADAPTAÇÃO  
FUZZY NO ACIONAMENTO ELÉTRICO POR ORIENTAÇÃO  
DE CAMPO DO MOTOR DE INDUÇÃO**

PAULO ÍTALO MOREIRA DA SILVA

Trabalho apresentado ao colegiado do curso de graduação em Engenharia Elétrica do Campus Universitário de Tucuruí da Universidade Federal do Pará para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

**Orientador:**

Prof. Msc. Raphael Teixeira Barros.

**Co-Orientador:**

Eng. Nielson Miranda Faria.

# **ESTRATÉGIA DE CONTROLE PI COM ADAPTAÇÃO FUZZY NO ACIONAMENTO ELÉTRICO POR ORIENTAÇÃO DE CAMPO DO MOTOR DE INDUÇÃO**

Este trabalho de conclusão de curso foi julgado em 03/02/2014 adequado para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista, e aprovado na sua forma final pela banca examinadora que atribuiu o conceito excelente.

---

Prof. Msc. Raphael Barros Teixeira

**Orientador – UFPA**

---

Eng. Nielson Miranda Faria

**Co - Orientador – Eletrobrás/Eletronorte**

---

Prof. Msc. Domingos Sávio das Virgens Alves

**Membro – UFPA**

---

Prof. Eng. Jefferson Souza Costa

**Membro – UFPA**

À Deus.

Aos meus pais Sérgio e Nazaré.

À minha esposa Gêssica.

Aos meus irmãos Henrique e Naira.

## Agradecimentos

Primeiramente a Deus pela capacidade, saúde e sabedoria que me tem concedido segundo o seu querer para que eu pudesse alcançar meus objetivos.

Aos meus pais e irmãos pela força e confiança que tiveram em mim durante toda minha vida. A todos os meus familiares também pelo apoio e conselhos dados a mim.

Aos meus sogros que me amparam em sua casa, dando apoio e condições para que eu pudesse concluir meus estudos.

À minha esposa Géssica pela confiança, amor e compreensão que tem tido para comigo, mesmo em momentos difíceis estive ao meu lado me encorajando e dando forças para chegar onde estou.

Aos meus amigos de grupo de estudo, Tiago Garcia, Jefferson Costa, Maria Machado e Wilson Conde pelas batalhas e noites de sono e até alguns finais de semana que tivemos estudando duro para estudar para as provas e realizações de trabalho e momentos de descontração.

Aos amigos do alojamento da UFPA pelos momentos de diversões e por situações inusitadas vivenciadas durante minha estadia por lá.

Ao professor Raphael Teixeira pela orientação e todo apoio dado para a conclusão deste trabalho e não somente pela orientação, mas também por mais uma amizade que ganhei.

Ao Nielson Miranda pela ajuda e apoio tanto na ajuda desse trabalho como também em atividades práticas relacionadas ao estágio.

Meus amigos de turma, até mesmo aqueles que por algum motivo não estudam mais conosco.

Aos meus amigos que quase sempre pude contar com eles e nos momentos de diversão que compartilhamos. Em especial aos meus amigos Hervaldo Júnior, Wanderley Rufino e Ryan Bezerra.

Meu muito obrigado a todos.

## LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

CA	Corrente alternada.
CC	Corrente contínua.
DFOC	Controle vetorial por orientação direta do campo.
IFOC	Controle vetorial por orientação indireta do campo.
MIT	Motor de indução trifásico.
PID	Controlador proporcional-integral-derivativo.
PI	Controlado proporcional-integral.
rpm	Rotação por minuto
$v_{as}$	Tensão do estator na fase a.
$v_{bs}$	Tensão do estator na fase b.
$v_{cs}$	Tensão do estator na fase c.
$v_{ar}$	Tensão do rotor na fase a.
$v_{br}$	Tensão do rotor na fase b.
$v_{cr}$	Tensão do rotor na fase c.
$r_{as}$	Resistência do estator na fase a.
$r_{bs}$	Resistência do estator na fase b.
$r_{cs}$	Resistência do estator na fase c.
$r_{ar}$	Resistência do rotor na fase a.
$r_{br}$	Resistência do rotor na fase b.
$r_{cr}$	Resistência do rotor na fase c.
$i_{as}$	Corrente do estator na fase a.
$i_{bs}$	Corrente do estator na fase b.
$i_{cs}$	Corrente do estator na fase c.
$i_{ar}$	Corrente do rotor na fase a.
$i_{br}$	Corrente do rotor na fase b.
$i_{cr}$	Corrente do rotor na fase c.
$\lambda_{as}$	Fluxo magnético do estator na fase a.
$\lambda_{bs}$	Fluxo magnético do estator na fase b.
$\lambda_{cs}$	Fluxo magnético do estator na fase c.
$\lambda_{ar}$	Fluxo magnético do rotor na fase a.
$\lambda_{br}$	Fluxo magnético do rotor na fase b.

$\lambda_{cr}$	Fluxo magnético do rotor na fase c.
$L_m$	Indutância de magnetização entre rotor e estator nas três fases.
$L_s$	Indutância total das três fases do estator.
$L_r$	Indutância total das três fases do rotor.
$L_{ls}$	Indutância de dispersão do estator.
$L_{lr}$	Indutância de dispersão do rotor.
$\theta_r$	Ângulo de defasamento.
$i_{qs}$	Corrente do estator no eixo em quadratura.
$i_{ds}$	Corrente do estator no eixo direto.
$\lambda_{qr}$	Fluxo do rotor no eixo em quadratura.
$\lambda_{dr}$	Fluxo do rotor no eixo direto.
$\omega$	Velocidade síncrona do referencial girante.
$v_q$	Tensão no eixo em quadratura.
$v_d$	Tensão no eixo direto.
$\omega_r$	Velocidade do rotor.
$\omega_{nom}$	Velocidade nominal.
$\tau_r$	Constante de tempo do rotor.
$T_n$	Tensão nominal.
$S_n$	Potência nominal.
$r_s$	Resistência do estator.
$r_r$	Resistência do rotor.
$J$	Constante de inércia.
$B$	Coefficiente de atrito.
$P$	Par de pólos.
$\theta_e$	Posição instantânea do fluxo do rotor.
$T_e$	Torque elétrico.
$k_p$	Ganho proporcional.
$k'_p$	Ganho de referência ao ganho proporcional.
$k_{pc}$	Ganho proporcional de corrente.
$k_{p\omega}$	Ganho proporcional de velocidade.
$k_i$	Ganho integral.
$k'_i$	Ganho de referência ao ganho integral.

$k_{ic}$	Ganho integral de corrente.
$k_{i\omega}$	Ganho integral de velocidade.
$k_d$	Ganho derivativo.
$C(s)$	Função de transferência do controlador.
$H(s)$	Função de transferência da planta do sistema.
$G(s)$	Função de transferência em malha fechada.
$P(s)$	Polinômio característico.
$\xi$	Coefficiente de amortecimento.
$\omega_n$	Frequência natural de oscilação.
$\tau$	Constante de tempo.
$\tau_c$	Constante de tempo de corrente.
$\tau_\omega$	Constante de tempo de velocidade.
$k$	Ganho.
$k_c$	Ganho de Corrente.
$k_\omega$	Ganho de velocidade.
$t_s$	Tempo de acomodação.
$T_l$	Torque de carga.
$e$	Erro.
$\Delta e$	Varição do erro.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Motor de indução trifásico. ....	19
Figura 2.2: a) Fluxo do rotor; b) Orientação de campo do fluxo do rotor.....	26
Figura 3.1: Diagrama de blocos em malha fechada. ....	29
Figura 3.2: Malha de corrente com controlador PI.....	32
Figura 3.3: Malha de velocidade com controlador PI. ....	34
Figura 3.4: Diagrama de controle vetorial com controladores PI. ....	35
Figura 3.5: Montagem do controlador PI da malha de velocidade.....	35
Figura 3.6: Dinâmica do controlador PI da malha de corrente.....	35
Figura 3.7: Estratégia IFOC. ....	36
Figura 3.8: Conversão do referencial girante para variáveis de máquina. ....	36
Figura 3.9: Resposta ao degrau.....	37
Figura 3.10: Sinal de controle.....	37
Figura 3.11: Corrente $i_{ds}$ . ....	38
Figura 3.12: Tensões no eixo q e d.....	39
Figura 3.13: Dinâmica da tensão na fase A do estator. ....	39
Figura 3.14: Resposta de velocidade à uma entrada rampa.....	40
Figura 3.15: Sinal de controle com resposta à rampa.....	41
Figura 3.16: Perturbação de carga $T_l$ .....	41
Figura 3.17: Resposta ao degrau com perturbação de carga. ....	42
Figura 3.18: Sinal de controle com perturbação de carga. ....	42
Figura 4.1: Exemplos de funções de pertinência. ....	45
Figura 4.2: Exemplo com conjuntos A, B e C para valores de 1 a 25.....	46
Figura 4.3: Diagrama de blocos de controle fuzzy.....	48
Figura 4.4: Diagrama de blocos de um controlador Fuzzy Adaptativo de PI. ....	49
Figura 4.5: Funções de pertinência: (a) de erro e $\Delta e$ ; (b) ganho $k'_p$ ; (c) ganho $k'_i$ . ....	51
Figura 4.6: Diagrama de controle vetorial com controlador PI com adaptação fuzzy. ....	53
Figura 4.7: Esquema apresentado dentro do bloco do controle Fuzzy.....	53
Figura 4.8: Representação do controlador PI com adaptação fuzzy no Simulink. ....	53
Figura 4.9: Resposta ao Degrau com controle fuzzy adaptativo. ....	55
Figura 4.10: Resposta da velocidade do sistema ampliada no instante do segundo degrau.....	55
Figura 4.11: Ação de controle. ....	56
Figura 4.12: Novos valores para os ganhos (a) $k_p$ ; (b) $k_i$ .....	57

Figura 4.13: Corrente $i_{ds}$ . .....	58
Figura 4.14: Tensões no eixo q e d. ....	58
Figura 4.15: Dinâmica da tensão na fase A do estator. ....	59
Figura 4.16: Resposta de velocidade à rampa para o controle fuzzy adaptativo. ....	60
Figura 4.17: Resposta dinâmica do sinal de controle. ....	60
Figura 4.18: Característica não-linear apresentada no sinal de controle. ....	61
Figura 4.19: Ganho $K_p$ ajustado. ....	61
Figura 4.20: Ganho $K_i$ ajustado. ....	62
Figura 4.21: Resposta de velocidade com perturbação de carga. ....	62
Figura 4.22: Sinal de controle com perturbação de carga. ....	63
Figura 4.23: Ganho $k_p$ com perturbação de carga. ....	64
Figura 4.24: Ganho $k_i$ com perturbação de carga. ....	64

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Parâmetros do MIT .....	23
Tabela 4.1: Base de regras do sistema fuzzy para $k'_p$ . .....	52
Tabela 4.2: Base de regras do sistema fuzzy para $k'_i$ . .....	52

## SUMÁRIO

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS .....	v
LISTA DE FIGURAS .....	viii
LISTA DE TABELAS .....	x
RESUMO .....	xiii
ABSTRACT .....	xiv
CAPÍTULO 1 .....	15
USO DO MIT NO ACIONAMENTO ELÉTRICO DE VELOCIDADE VARIÁVEL.....	15
1.1 Introdução .....	15
1.2 Uso de Controladores PI Convencionais .....	16
1.3 Uso de Controladores Fuzzy .....	16
1.4 Objetivos .....	16
1.5 Apresentação do trabalho.....	17
CAPÍTULO 2 .....	18
MODELAGEM DO MIT E CONTROLE VETORIAL .....	18
2.1 Introdução .....	18
2.2 Modelagem Dinâmica.....	18
2.2.1 Equações de tensão.....	19
2.2.2 Equações de fluxo magnético.....	20
2.2.3 Modelagem dinâmica em um referencial girante .....	21
2.2.4 Equação mecânica e torque elétrico .....	23
2.3 Controle Vetorial .....	23
2.3.1 Controle vetorial direto e indireto .....	25
2.3.2 Método IFOC no fluxo do rotor .....	25
CAPÍTULO 3 .....	28
CONTROLE PI APLICADO AO MIT .....	28
3.1 Introdução .....	28
3.2 Controlador PI.....	28
3.2.1 Projeto do controlador PI na malha de corrente.....	30
3.2.2 Projeto do controlador PI na malha de velocidade.....	33
3.3 Simulações com Controladores PI.....	34
3.3.1 Resposta ao degrau.....	36

3.3.2 Resposta à rampa.....	40
3.3.3 Resposta à perturbação de carga .....	41
CAPÍTULO 4 .....	44
FUZZY ADAPTATIVO .....	44
4.1 Introdução .....	44
4.2 Sistemas e Controle Fuzzy.....	44
4.2.1 Conjuntos Fuzzy.....	45
4.2.2 Regras Fuzzy .....	46
4.2.3 Fuzzificação .....	47
4.2.4 Inferência.....	47
4.2.5 Defuzzificação.....	48
4.2.6 Controle Fuzzy .....	48
4.3 Controle PI com Adaptação Fuzzy .....	49
4.4 Simulações com Controlador PI com Adaptação Fuzzy .....	52
4.4.1 Resposta ao degrau.....	54
4.4.2 Resposta à rampa.....	59
4.4.3 Resposta à perturbação de carga .....	62
CAPÍTULO 5 .....	65
CONCLUSÃO.....	65
5.1 Trabalhos Futuros .....	66
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	67
APÊNDICE A .....	69
PROGRAMAS DE SIMULAÇÃO MATLAB .....	69
A.1 Parâmetros do Motor.....	69
A.2 Parâmetros do Motor.....	71

## RESUMO

No presente trabalho é apresentada a estratégia de controle vetorial com emprego de controlador PI com adaptação fuzzy aplicada ao acionamento elétrico de um motor de indução trifásico (MIT). A estratégia de controle vetorial adotada baseia-se na orientação indireta de campo (IFOC). A estratégia de controle vetorial proposta é utilizada para o controle de velocidade de alto desempenho do MIT do tipo rotor “gaiola de esquilo”. Com o modelo matemático obtido sob a estratégia IFOC, são desenvolvidos controladores de PI de corrente e PI de velocidade, conforme os requisitos de projeto. O algoritmo fuzzy para o controlador PI utiliza a base de regras para gerar referências de ajustes para os ganhos do controlador PI, fazendo com que o controlador PI possa adaptar seus parâmetros de controle quando submetido a situações diversas. Os resultados das simulações apresentados validam a estratégia de controle utilizada neste trabalho como satisfatório, visto que os requisitos de projetos foram atendidos.

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

## **ABSTRACT**

We present in this dissertation a vector control strategy that employs a PI controller with an adaptation to fuzzy logic applied to the electric drive of a three-phase induction motor. The vector control strategy adopted is based on the indirect field orientation control (IFOC). The proposed strategy of vector control is used to control the high-performance speed of a three-phase induction motor of squirrel-cage rotor type. With the mathematical model obtained through IFOC strategy, current and speed PI controllers are developed, according to the project requirements. The fuzzy algorithm for the PI controller uses a rule base to generate adjustments referrals for gains of the PI controller, making possible for the PI controller to adapt their control parameters when subjected to various situations. The simulation results presented say to us that the control strategy used in this work is satisfactory, since the project requirements have been met.

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

# CAPÍTULO 1

## USO DO MIT NO ACIONAMENTO ELÉTRICO DE VELOCIDADE VARIÁVEL

### 1.1 Introdução

Os chamados acionamentos elétricos de velocidade variável permitem o ajuste de velocidade, de posição ou de binário, de motores elétricos, dentro de certa faixa de variação. Os motores elétrico no âmbito industrial são muito utilizados em aplicações que requerem acionamentos rotativos, sendo responsáveis por aproximadamente 60% do consumo total de energia elétrica produzida no planeta. A maioria desses motores são de indução, sua motivação deve-se ao fato destas máquinas serem robustas, exigirem pouca manutenção e serem relativamente baratas. Um número cada vez maior destas máquinas tem velocidade controlada, o que possibilita controle preciso da velocidade e do conjugado [23].

A técnica de acionamento de velocidade foi proposto por H. Ward Leonard em 1896 no uso de um máquina de corrente contínua. E em 1911 Kramer construiu um sistema capaz de fazer variar a velocidade de um motor de indução trifásico com rotor bobinado [12].

Contudo, os motores de indução foram que quase inutilizados em acionamento de velocidade variável durante muito tempo, devido a alta complexidade envolvida em seu controle. Para tanto, sua utilização requer técnicas de controle sofisticadas para acionamento de alto desempenho. As principais dificuldades no controle estão relacionadas à necessidade de fornecer uma tensão e frequência variável, a presença de não-linearidades e variações paramétricas nos seus complexos modelos dinâmicos [24].

Durante o século XX os motores CC foram os mais utilizados para esse acionamento, devido o desacoplamento natural existente entre o torque e o fluxo, facilitando o acionamento dessas máquinas.

Os motores de indução eliminam qualquer tipo de contato mecânico na transferência de energia entre estator e o rotor, o qual é o principal motivo para a vasta utilização dessas máquinas. Devido o acoplamento existente entre o torque e o fluxo do estator, o controle do motor de indução se torna bastante complexo. Diante disto, diversas estratégias de acionamento elétrico foram propostas. Para isso, neste trabalho foram estudadas as estratégias de controle vetorial para enfrentar esta dificuldade.

## **1.2 Uso de Controladores PI Convencionais**

Devido à simplicidade do projeto, os controladores do tipo PID ou suas variações são vastamente utilizados na indústria para o controle vetorial em acionamento de velocidade variável, além de apresentar bons resultados de desempenhos em regime permanente. Esses controladores clássicos são projetados tomando como base uma modelagem dinâmica linear do sistema. Contudo, esses controladores podem não ser a melhor escolha, particularmente em cenários em que ocorrem variações paramétricas no motor de indução, podendo não apresentar desempenhos satisfatórios. Diante disso foram pensadas estratégias de controle que visam atingir bons desempenhos dinâmicos na ocorrência destas variações, perturbações de carga e outros eventos desta natureza [25]. Neste trabalho utilizou-se uma estratégia de controle adaptativo, baseada na lógica fuzzy.

## **1.3 Uso de Controladores Fuzzy**

Os controladores fuzzy são conhecidos pela estratégia que oferecem, sua dinâmica não linear é baseada em tomadas de decisões que tentam emular o raciocínio lógico humano. Devido a essas características, a utilização desse controle vem sendo objeto de grande estudo no acionamento de velocidade variável.

Geralmente sistemas reais apresentam características não-lineares, simplesmente por haver variações de parâmetros no sistema ou até perturbações diversas. O controle fuzzy se apresenta como uma solução interessante a essa não-linearidade, onde o controle usa um comportamento baseado em regras [26].

Para o controle da velocidade do motor de indução, foi-se utilizado a estratégia de um controlador PI com adaptação fuzzy, com o objetivo de ajustar os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  do controlador PI, ou seja, possibilitando ajustes de forma inteligente, adaptando-se às alterações que possam ocorrer no sistema.

## **1.4 Objetivos**

O objetivo deste trabalho é obter um controlador que melhor responda as dificuldades do controle de velocidade do motor de indução, sendo utilizadas técnicas de controle vetorial para acionamento elétrico e na malha de velocidade dessa técnica são utilizados o algoritmos fuzzy a fim de controlar os parâmetros fixos do controlador PI convencionais, podendo ser chamado de controlador PI com Adaptação Fuzzy.

Este trabalho procura mostrar as duas estratégias de controle, uma apenas com o controlador PI e outra com controlador PI com adaptação fuzzy, objetivando-se a comparação entre ambos através de um mesmo ambiente de simulação onde os mesmos são expostos à eventos dinâmicos similares.

## **1.5 Apresentação do trabalho**

Este trabalho está dividido em 5 capítulos. Sendo que o primeiro se trata de uma introdução geral sobre uso dos motores de indução no acionamento elétrico de velocidade variável e o uso de controladores PI e fuzzy aplicados à estratégia de controle vetorial.

O capítulo 2 trata da modelagem dinâmica do MIT e a técnica de controle vetorial. O capítulo se subdivide em duas partes, a primeira se trata da modelagem dinâmica do motor de indução nas variáveis de máquina e na forma de um referencial girante  $d - q$ . Na segunda parte, faz-se uma introdução a técnica de controle vetorial e como a estratégia de controle por orientação de campo é realizada.

No capítulo 3 são desenvolvidos projetos de controladores PI para a estratégia de acionamento elétrico de velocidade variável sob a técnica de controle vetorial, sendo submetidos a ensaios com o objetivo de verificar seu desempenho.

No capítulo 4 é realizado um estudo sobre sistemas que utilizam o controle fuzzy e, como projetar o controlador fuzzy para a dinâmica em questão. Simulações foram feitas buscando avaliar o desempenho do controlador adaptativo.

No capítulo 5 é feita uma síntese geral sobre as principais observações deste trabalho em relação a comparação de desempenho entre o controle PI utilizando o algoritmo fuzzy e o controle PI convencional.

## CAPÍTULO 2

### MODELAGEM DO MIT E CONTROLE VETORIAL

#### 2.1 Introdução

O motor de indução é máquina elétrica basicamente constituída de duas partes: estator e rotor, e o espaço entre eles é denominado entreferro, sendo a parte estática constituída pelo estator e a parte móvel pelo rotor.

O rotor pode ser de dois tipos: rotor bobinado e rotor em gaiola de esquilo. No primeiro caso, o rotor é composto de enrolamentos distribuídos em torno do conjunto de chapas do rotor, já o rotor em gaiola de esquilo é composto de barras de material condutor que se localizam em volta do conjunto de chapas do rotor, curto-circuitadas por anéis metálicos nas extremidades, sendo este comumente utilizado em diversas aplicações devido sua simplicidade na construção e menor custo.

Neste capítulo é apresentada a modelagem dinâmica para o motor de indução, visando o desenvolvimento do modelo em variáveis de máquinas, sendo que o modelo aqui tratado em estudo representa o motor com rotor em gaiola de esquilo.

Por conta de variações paramétricas inerentes, o modelo referido se mostra inadequado para o desenvolvimento de estratégias de controle, sendo necessário o uso de transformações de variáveis elétricas para um referencial girante  $d - q$  (onde o eixo  $d$  representa o *eixo direto* e o eixo  $q$  representa o *eixo em quadratura*) de onde se estabelece o modelo dinâmico em espaço de estados do motor de indução a parâmetros fixos [1].

Como estratégia para a modelagem dinâmica, é utilizado o controle vetorial por orientação de campo, a ideia consiste em desacoplar o torque e o campo semelhante ao motor CC.

#### 2.2 Modelagem Dinâmica

Com intuito de se conhecer o comportamento dinâmico do motor é necessário primeiramente se buscar a modelagem do mesmo para uma representação matemática. O comportamento dinâmico deve ser obtido baseado no conhecimento da estrutura construtiva do motor, o que permitirá representa-lo por meio de um circuito elétrico equivalente e através dos fenômenos eletromagnéticos e mecânicos envolvidos no circuito.

A estratégia utilizada para a obtenção do modelo será de estrutura genérica, similar à apresentada na figura 2.1, onde é apresentada a disposição dos fasores que representam as

variáveis elétricas envolvidas em um motor de indução do tipo gaiola de esquilo com apenas um par de pólos. Esta máquina pode ser analisada como um motor polifásico com as seguintes hipóteses simplificadoras [1]:

- Entreferro constante;
- Circuito magnético linear (sem saturação);
- Enrolamentos do estator iguais entre si e estão senoidalmente distribuídos ao longo do entreferro com um defasamento de  $120^\circ$ ;
- O circuito do rotor pode ser representado por um bobinado trifásico similar ao do estator.

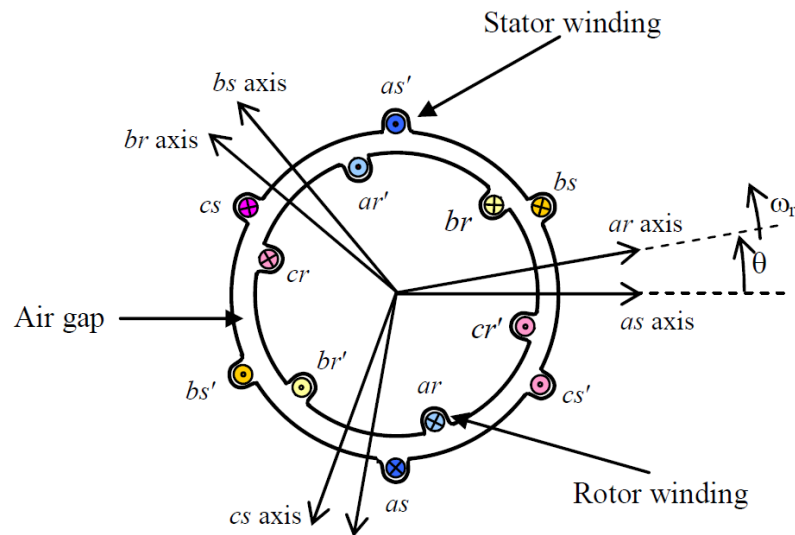


Figura 2.1: Motor de indução trifásico.

Fonte: [2]

### 2.2.1 Equações de tensão

A análise feita para a dinâmica elétrica é feita utilizando a lei Kirchoff das tensões para cada um dos enrolamentos do estator e do rotor. Na modelagem foi utilizada a notação matricial para a representação tanto das variáveis quanto dos parâmetros, o que permite apresentá-las de maneiras mais compactadas. A dinâmica de tensão para o circuito do estator e do rotor estão respectivamente mostradas nas equações 2.1 e 2.2:

$$v_{abc,s} = r_{abc,s} i_{abc,s} + \frac{d\lambda_{abc,s}}{dt} \quad (2.1)$$

$$v_{abc,r} = r_{abc,r} i_{abc,r} + \frac{d\lambda_{abc,r}}{dt} \quad (2.2)$$

Onde os subíndices  $s$  e  $r$  referem-se às variáveis elétricas do estator e do rotor, respectivamente; o vetor  $v_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$  refere-se à tensão,  $i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  à corrente e  $\lambda_{abc} = [\lambda_a \ \lambda_b \ \lambda_c]^T$  ao fluxo e  $r$  é uma matriz das resistências do circuito do estator ou do rotor.

### 2.2.2 Equações de fluxo magnético

De acordo com a lei de Biot-Savart, o campo magnético produzido pelo circuito é diretamente proporcional à corrente [22]. Portanto, o fluxo magnético próprio produzido por um circuito é proporcional à corrente. Nos motores de indução deve-se levar em conta as indutâncias mútuas presentes entre o rotor e o estator e também entre as fases, com isso, pode-se desconsiderar os efeitos da saturação nos circuitos magnéticos [1]. Uma consideração de grande relevância para o equacionamento são os enrolamentos do estator e rotor, os quais possuem indutâncias próprias e constantes. Na equação 2.3 é modelado o fluxo magnético produzido por cada fase adotando como proporcional à corrente do enrolamento por uma indutância aproximadamente constante:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc,s} \\ \lambda_{abc,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc,s} \\ i_{abc,r} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Sendo  $L$  a matriz que representa as indutâncias próprias das fases do rotor e do estator e também as indutâncias mútuas entre o rotor e estator, as quais são dadas nas equações de 2.4 à 2.6:

$$\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\bar{L}_{sr} = \bar{L}_{rs} = L_{sr} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Observa-se que as indutâncias mútuas entre o estator o rotor dependem do ângulo de defasamento  $\theta_r$ .

Verifica-se que, para o projeto de controle este modelo não é adequado, pois as indutâncias variam com o movimento relativo entre rotor e o estator, fazendo com que o modelo apresente não-linearidade dificultando assim o projeto. Visando reduzir tal complexidade, foi utilizado neste trabalho a transformação das variáveis elétricas para um referencial girante (d – q), definindo variáveis fictícias, de onde se pode determinar modelos dinâmicos a parâmetros fixos [1].

### 2.2.3 Modelagem dinâmica em um referencial girante

O modelo d – q é feito utilizando a transformação de Park, o qual consiste de uma transformação linear que simplifique as equações, introduzindo um conjunto de variáveis fictícias. A ideia é considerar que o referencial d – q gire com uma velocidade arbitrária  $\omega$ . E tem como relação de transformação entre as variáveis de máquina  $abc$  e as variáveis girantes  $dq0$  2.7 [1]:

$$f_{dq0} = T_{dq0} f_{abc} \quad (2.7)$$

Sendo  $T_{dq0}$  a matriz de transformação conforme a equação 2.8:

$$T_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

E a transformação inversa, isto é, a conversão entre as variáveis fictícias para as variáveis de fase é dada na forma da equação 2.9:

$$f_{abc} = T_{dq0}^{-1} f_{dq0} \quad (2.9)$$

Sendo  $T_{dq0}^{-1}$  a matriz de transformada inversa conforme a equação 2.10:

$$T_{dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Uma vantagem desta transformação está no fato das variáveis elétricas se tornarem constantes, tornando o método mais apropriado para o uso no controle vetorial.

As equações apresentadas em 2.11 representam uma modelagem dinâmica de um motor de indução de quinta ordem e não linear apresentada por [1] em um referencia girante d – q, sendo expresso por um conjunto de equações de espaços de estados.

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{r_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)i_{qs} - \omega i_{ds} + \frac{L_m\lambda_{qr}}{\tau_r\sigma L_r L_s} - \frac{L_m\omega_r\lambda_{dr}}{\sigma L_r L_s} + \frac{v_{qs}}{\sigma L_s} \quad (2.11)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{r_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)i_{ds} + \omega i_{qs} + \frac{L_m\lambda_{dr}}{\tau_r\sigma L_r L_s} - \frac{L_m\omega_r\lambda_{qr}}{\sigma L_r L_s} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} \quad (2.12)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r}i_{qs} - \frac{\lambda_{qr}}{\tau_r} - (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} \quad (2.13)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r}i_{ds} - \frac{\lambda_{dr}}{\tau_r} + (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} \quad (2.14)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - B\omega_r - T_l) \quad (2.15)$$

Onde:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \text{ e } \tau_r = \frac{L_r}{r_r} \quad (2.16)$$

E a equação 2.15 representa a equação da dinâmica mecânica onde será abordada no tópico 2.2.4.

A vantagem da utilização da transformação das variáveis de máquinas em referenciais girantes d – q facilitam a análise do projeto, visto que a essas transformações são utilizadas para eliminar a indutância mútua variando no tempo.

A tabela 2.1 mostra os parâmetros do motor de indução trifásico utilizado para a modelagem e simulações apresentadas neste trabalho:

Tabela 2.1: Parâmetros do MIT

Parâmetros	Valor
Potência nominal – $S_n$	0,5hp
Velocidade nominal – $\omega_{nom}$	3370rpm
Tensão nominal – $T_n$	220V
Resistência do estator – $r_s$	21,6 $\Omega$
Resistência do rotor – $r_r$	11,03 $\Omega$
Indutância do estator – $L_s$	399,3mH
Indutância do rotor – $L_r$	399,3mH
Constante de inércia – $J$	0,00012Kgm <sup>2</sup>
Coefficiente de atrito – $B$	0,0009N.ms/rad
Par de pólos – $P$	2

#### 2.2.4 Equação mecânica e torque elétrico

A equação que modela a dinâmica mecânica do MIT, como a equação 2.15, mostra que a variação de velocidade depende diretamente do torque elétrico  $T_e$  produzido pela máquina, onde  $T_1$  pode é desconsiderado, pois o mesmo pode ser considerado uma perturbação, a qual ocorre sempre que há uma tomada ou rejeição de carga mecânica aplicada ao eixo do motor.

De posse das equações dinâmicas descritas no referencial girante d – q como comentado, a equação de torque também deve ser descrita no mesmo referencial.

Conforme apresentado em [1], é possível determinar as equações para o torque elétrico através das equações 2.17, 2.18 e 2.19:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{qr} i_{dr} - \lambda_{dr} i_{qr}) \quad (2.17)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.18)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (2.19)$$

### 2.3 Controle Vetorial

O motor de indução é o tipo de motor elétrico mais utilizado nas indústrias, por ser robusto, ter baixo custo e maior durabilidade. A princípio, seu uso ficou restrito, devido à

complexidade de seu controle, sendo a máquina de corrente contínua a mais utilizada no decorrer do século XX.

A máquina CC possui excitação independente e uma estrutura de controle muito simples, que fazem com que os eixos associados ao conjugado sejam desacoplados, facilitando projetos com alto desempenho dinâmico, através do controle de corrente na armadura de forma que o torque possa ser controlado.

Já a máquina de indução é constituída por parâmetros elétricos que são funções do ângulo de deslocamento entre a posição angular do estator e o do rotor, ou seja, variam com o tempo, tornando as interações dinâmicas bastante complexas.

Na busca pelo controle de velocidade e torque gerado, uma das técnicas utilizadas e de grande destaque é o controle escalar, esta técnica impõe no motor uma determinada tensão e uma frequência, visando manter a relação  $V/F$  constante. Sua característica principal é o controle da corrente de estator e frequência de escorregamento. Apesar de eficiente para um bom número de aplicações que demandam bom desempenho em regime permanente, este controle possui algumas limitações e baixo desempenho dinâmico.

O controle vetorial por orientação de campo foi proposto por Hasse e Blashke em 1972. Esta formulação tem por base o modelo dinâmico do motor, que utiliza como estratégias as transformadas de Clark e Park [5], o qual comporta tanto os regimes transitórios quanto regime permanente. Esta técnica de controle permite em motores de indução ter um modelo similar aos do motor CC e, portanto, de fácil controle, ou seja, o objetivo desta técnica é produzir um desacoplamento entre as componentes de campo e de armadura possibilitando controlar a máquina CA de forma semelhante ao controle de um motor CC.

Mesmo com a descoberta desse controle na década de 70, estas técnicas foram utilizadas somente como exercício acadêmico, uma vez que demandavam por tecnologias da eletrônica de potência e da microeletrônica que só foram atingidas na década de 90 [9].

O controle vetorial é um método utilizado no acionamento de velocidade variável de máquinas de indução trifásicas a fim de controlar o torque (e por fim a velocidade) através de uma malha de controle que monitora a corrente enviada à máquina [3].

A ideia do controle consiste em fixar no *eixo direto* do sistema de coordenadas síncronos o vetor de fluxo do rotor e então controlar a orientação do vetor de corrente do estator, para obter uma melhor orientação espacial específica com relação ao vetor de fluxo do rotor [6]. Neste esquema, é possível obter um controle independente de torque e fluxo, assemelhando-se assim às condições de controle presentes na máquina CC.

### 2.3.1 Controle vetorial direto e indireto

A técnica de controle vetorial pode ser dividida em: controle vetorial por orientação direta do campo (*Direct Field Oriented Control – DFOC*) e o controle vetorial por orientação indireta do campo (*Indirect Field Oriented Control – IFOC*).

Os métodos DFOC apresentam uma malha fechada e um bloco para estimação de fluxo e torque, e, portanto se caracteriza pela necessidade de medição ou estimação das componentes ortogonais do vetor fluxo. A maior dificuldade deve-se a existência de várias formas de se obter o fluxo. Este método é considerado uma estratégia robusta tendo em vista que faz a orientação baseado em informações medidas diretamente que independem dos parâmetros do motor.

A principal dificuldade em todo esquema de controle por orientação de campo é a obtenção do ângulo de orientação  $\theta_e$ . Nos métodos IFOC esse ângulo é estimado com ajuda do modelo orientado do motor de indução [7]. Esta técnica é considerada menos robusta que o DFOC por está sujeita aos efeitos da variação paramétrica. A principal característica do método indireto é não possuir uma realimentação do vetor de fluxo. Contudo, a IFOC simplifica o desenvolvimento da estratégia de controle ao dispensar informações diretas de vetor de fluxo para sua realização. Este método baseia-se na relação de escorregamento da máquina para estimar a posição do fluxo em relação ao rotor. Neste trabalho é usado o método IFOC.

### 2.3.2 Método IFOC no fluxo do rotor

Para obtenção do controlador vetorial com orientação pelo fluxo do rotor é desejável que as condições de desacoplamento sejam satisfeitas para qualquer ponto de operação do motor, tanto em regime permanente quanto em transitório, através das equações 2.20 e 2.21 [8]:

$$\bar{\lambda}_{qd,r} = \lambda_{dr} = \lambda_r = \text{constante} \quad (2.20)$$

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (2.21)$$

Este desacoplamento ocorre, quando o fluxo do rotor é alinhado ao *eixo d* tornando o fluxo do rotor no *eixo q* nulo. A figura 2.2 mostra no primeiro momento quando estes fluxos não estão alinhados, ou seja, a posição instantânea do fluxo do rotor em relação ao eixo *a* e no segundo o desacoplamento entre os eixos, garantindo a operação com orientação do fluxo do rotor.

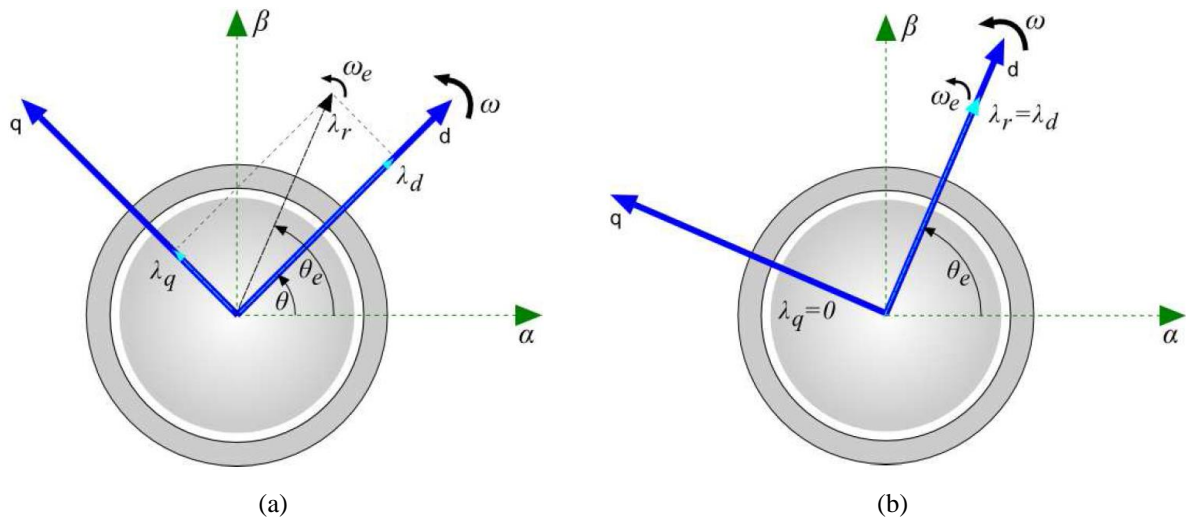


Figura 2.2: a) Fluxo do rotor; b) Orientação de campo do fluxo do rotor.  
Fonte: [1].

O torque desenvolvido pelo motor de indução em função do fluxo do rotor é dado pela equação 2.22 conforme [1]:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (2.22)$$

A partir das condições de desacoplamento sobre orientação de campo fluxo do rotor, a equação de torque passa a ser simplificada, com isso, o produto entre o fluxo do rotor e a componente em quadratura da corrente do estator tornam-se proporcionais ao torque.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \lambda_{dr} \quad (2.23)$$

Como se observa na equação 2.23, o torque encontrado se assemelha ao torque da máquina CC, em que o controle é linear e sendo possível de realizar um alto desempenho dinâmico no MIT.

Com as condições de desacoplamentos apresentados nas equações 2.20 e 2.21, deve-se reconsiderar as equações 2.13 e 2.14. A equação 2.13 pode ser reescrita conforme as equações 2.24 e 2.25:

$$0 = \frac{L_m}{\tau_r} i_{qs} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_r \quad (2.24)$$

$$\omega_e = \omega_r + \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{\lambda_r} \quad (2.25)$$

E a equação 2.14 é reescrita como vistas nas equações 2.26 e 2.27:

$$0 = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_r \quad (2.26)$$

$$i_{ds} = \frac{\lambda_r}{L_m} \quad (2.27)$$

Assim como o motor CC, o MIT pode ter o torque controlado somente pela corrente do estator em quadratura  $i_{qs}$  mantendo a corrente do estator do *eixo d* e o fluxo do rotor como constantes. Pode-se obter  $i_{qs}$  conforme a equação 2.28:

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{P} \frac{L_r}{L_m} \frac{T_e^*}{\lambda_r^*} \quad (2.28)$$

A equação 2.29 fornece a expressão para a frequência de escorregamento obtida a partir da equação 2.25:

$$\omega_s = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \quad (2.29)$$

Na qual,  $\omega_s = \omega_e - \omega_r$  e  $\tau_r$  é a constante de tempo elétrica do rotor.

No controle vetorial, o torque da máquina de indução pode ser controlado apenas pela componente da corrente  $i_{qs}$ , desde que seja mantida constante desde que seja mantida constante a corrente  $i_{ds}$  conforme mostrado na equação 2.30:

$$i_{ds}^* = \frac{\lambda_r^*}{L_m} \quad (2.30)$$

As equações apresentadas em 2.28, 2.29 e 2.30 permitem a utilização do chamado controle vetorial indireto com orientação no fluxo do rotor, sobre o motor de indução.

## CAPÍTULO 3

### CONTROLE PI APLICADO AO MIT

#### 3.1 Introdução

Se tratando de acionamentos de máquinas elétricas, a utilização de controladores analógicos tem sido amplamente feita em sistemas industriais. Nos motores, geralmente são utilizados para regular a velocidade e corrente. É interessante ressaltar que a maioria dos controladores utilizados tem uma estrutura do controle chamado de controlador de três termos, ou PID e tem como função de transferência como na equação dividida em 3.1:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (3.1)$$

Sendo  $k_p$  o termo proporcional,  $k_i$  o termo integral e  $k_d$  o termo derivativo.

Este controle de três termos pode ser usado suas variações como: controle P (Proporcional), PD (Proporcional Diferencial) e PI (Proporcional Integral), sendo este último adotado para a regulação das variáveis que estabelecem o controle vetorial de velocidade e de corrente do MIT de acordo com o modelo proposto neste trabalho. O modelo é baseado nas dinâmicas de velocidade e corrente em um referencial girante.

#### 3.2 Controlador PI

Conforme visto no capítulo anterior, a modelagem do MIT utilizando a estratégia de orientação de campo possui um comportamento similar ao de uma máquina CC, ou seja, pode ser dada por uma dinâmica de primeira ordem. Por este motivo, o projeto de um controlador PI neste trabalho é elaborado para uma planta de primeira ordem, onde se verifica em 3.2, considerando uma função de transferência em malha aberta.

$$H(s) = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (3.2)$$

Onde  $k$  é o ganho e  $\tau$  é a constante de tempo de malha aberta do sistema.

O controlador PI consiste em uma ação proporcional ao erro e outra ação integral. A função de transferência deste controlador é mostrado na equação 3.3

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.3)$$

A equação 3.4 é definida como a função de transferência em malha fechada com realimentação negativa de acordo com o diagrama de blocos mostra a figura 3.1:

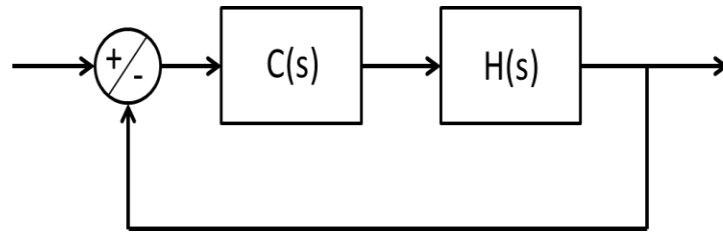


Figura 3.1: Diagrama de blocos em malha fechada.

$$G(s) = \frac{R(s)}{Y(s)} = \frac{C(s)H(s)}{1 + C(s)H(s)} \quad (3.4)$$

E manipulando algebricamente esta função de transferência para as equações 3.2 e 3.3, tem-se:

$$G(s) = \frac{\frac{kk_p}{\tau}s + \frac{kk_i}{\tau}}{s^2 + \left(\frac{1 + kk_p}{\tau}\right)s + \frac{kk_i}{\tau}} \quad (3.5)$$

O objetivo destas manipulações é projetar os ganhos do controlador PI de forma que determinados requisitos de projetos sejam atendidos.

Donde pode se extrair o polinômio característico em termos de coeficientes  $\xi$  e  $\omega_n$  (coeficiente de amortecimento e frequência natural de oscilação respectivamente) e comparar ao de um sistema de segunda ordem convencional:

$$P(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.6)$$

Onde:

$$2\xi\omega_n = \frac{1 + kk_p}{\tau} \quad (3.7)$$

$$\omega_n^2 = \frac{kk_i}{\tau} \quad (3.8)$$

A partir dessas equações, podem-se extrair os valores dos ganhos de  $k_p$  e  $k_i$ :

$$k_p = \frac{2\xi\omega_n\tau - 1}{k} \quad (3.9)$$

$$k_i = \frac{\tau\omega_n^2}{k} \quad (3.10)$$

A estratégia de controle [11] mostra que os coeficientes  $\xi$  e  $\omega_n$  relacionam-se por 3.11, onde o critério de erro é de 5% e escolhe-se um tempo de acomodação  $t_s$  adequado para o projeto de controle em um sistema de malha fechada.

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

Onde a frequência natural de oscilação  $\omega_n$  pode ser definida como:

$$\omega_n = \frac{3}{t_s\xi} \quad (3.12)$$

Assim, o projeto de controle adequado usando controlador do tipo PI, fica dependo de uma escolha adequada dos coeficientes  $\xi$  e  $t_s$  desejado para que o sistema tenha um desempenho satisfatório como resposta.

### 3.2.1 Projeto do controlador PI na malha de corrente

O projeto do controlador PI para a malha de controle de corrente do estator no motor de indução é projetado dentro da estratégia de controle vetorial modelado no capítulo 2. De modo que a resposta do sistema de controle de corrente tenha uma resposta rápida, a fim de que a ação de controle de velocidade tenha um bom desempenho.

Para a realização do projeto, são utilizadas as equações dinâmicas para as correntes conforme modelados nas equações 2.11 e 2.12. Contudo, são aplicadas as condições de controle vetorial apresentadas em 2.16 e 2.17 onde a componente do fluxo do eixo q é nula e, conseqüentemente, o fluxo resultante é o próprio fluxo do rotor. Aplicando estas condições para as dinâmicas de correntes, têm-se as equações dinâmicas mostradas em 3.13 e 3.14:

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{r_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)i_{qs} - \omega i_{ds} - \frac{L_m\omega_r\lambda_r}{\sigma L_r L_s} + \frac{v_{qs}}{\sigma L_s} \quad (3.13)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{r_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)i_{ds} + \omega i_{qs} + \frac{L_m\lambda_r}{\tau_r\sigma L_r L_s} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} \quad (3.14)$$

Na dinâmica das correntes das fases do estator, umas das parcelas de cada enrolamento são consideradas como a força eletromotriz, onde são dados por [1]:

$$v'_{qs} = -\omega i_{ds} - \frac{L_m\omega_r\lambda_r}{\sigma L_r L_s} \quad (3.15)$$

$$v'_{ds} = \omega i_{qs} + \frac{L_m\lambda_r}{\tau_r\sigma L_r L_s} \quad (3.16)$$

Porém, estas parcelas são consideradas como uma perturbação, pois com um bom ajuste dos controladores de correntes, com ou sem essas parcelas da força eletromotriz, os resultados obtidos são similares em conforme é visto em [12] e, para efeito de projeto e simplificação do modelo estas parcelas serão desconsideradas. Com isso, a dinâmica das correntes passa a ser conforme apresentado nas equações 3.17 e 3.18:

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{r_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)i_{qs} + \frac{v_{qs}}{\sigma L_s} \quad (3.17)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{r_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)i_{ds} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} \quad (3.18)$$

Para a simplificação, estas equações serão analisadas de forma de notação vetorial matricial conforme visto na equação 3.19:

$$\frac{di_{dqs}}{dt} = -\left(\frac{r_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right)i_{dqs} + \frac{v_{dqs}}{\sigma L_s} \quad (3.19)$$

Para melhor manipulação das equações, faz-se uma simplificação da equação 3.19 conforme apresentado nas equações 3.20 e 3.21:

$$k_1 = \left(\frac{r_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\tau_r\sigma}\right) \text{ e } k_2 = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (3.20)$$

$$\frac{di_{dqs}}{dt} = -k_1 i_{dqs} + k_2 v_{dqs} \quad (3.21)$$

Para obter a função de transferência da dinâmica das correntes do estator, aplica-se a transformada de Laplace na equação 3.21 resultando na equação 3.22 e 3.23:

$$sI_{dqs}(s) = -k_1 I_{dqs}(s) + k_2 V_{dqs}(s) \quad (3.22)$$

$$\frac{I_{dqs}(s)}{V_{dqs}(s)} = \frac{k_2}{s + k_1} \quad (3.23)$$

Assim a equação de transferência de corrente recai a um sistema de primeira ordem, podemos representa-lo com o formato convencional conforme visto na equação 3.2 do tópico 3.2 deste capítulo, resultando na equação 3.24:

$$\frac{I_{dqs}(s)}{V_{dqs}(s)} = H_c(s) = \frac{k_2/k_1}{1/k_1 s + 1} = \frac{k_c}{\tau_c s + 1} \quad (3.24)$$

As constantes  $k_1$  e  $k_2$  podem ser calculadas através dos parâmetros da máquina, mostrados na tabela 2.1, onde os valores resultantes da substituição dos parâmetros são mostrados em 3.25:

$$k_c = 0,0335 \text{ e } \tau_c = 0,0034 \quad (3.25)$$

Depois de estabelecido a função de transferência de corrente, é feito então o projeto do controlador PI em uma planta de primeira ordem para o controle em questão. A figura 3.2 mostra a malha de corrente com o controlador PI, de acordo com o projeto do controlador PI abordado na seção 3.2 deste capítulo.

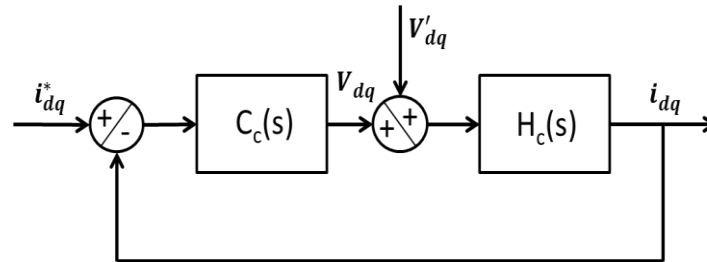


Figura 3.2: Malha de corrente com controlador PI.

Onde:

$$C_c(s) = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} \text{ e } H_c(s) = \frac{k_c}{\tau_c s + 1} \quad (3.26)$$

Onde o subíndice c se refere a dinâmica de corrente.

Conforme a metodologia de controle proposto neste trabalho pode ser calculado os valores dos ganhos de  $k_{pc}$  e de  $k_{ic}$  ajustando um tempo de acomodação desejado para o sistema em malha fechada. Sendo assim foi considerado para o projeto uma constante de tempo  $t_{sc} = 4ms$ . E escolhendo  $\xi_c = 0,7$  tem-se os valores dos ganhos conforme as equações 3.28 e 3.29:

$$\omega_{nc} = \frac{3}{t_s \xi_c} = 1071,4 \text{ rad/s} \quad (3.27)$$

$$k_{pc} = \frac{2\xi_c \omega_{nc} \tau_c - 1}{k_c} = 120,52 \quad (3.28)$$

$$k_{ic} = \frac{\tau_c \omega_{nc}^2}{k_c} = 115090 \quad (3.29)$$

O polinômio característico em malha fechada passa a ser:

$$P_c(s) = s^2 + 1500s + 1147959 \quad (3.30)$$

Tendo como pólos:

$$s_1 = -750 + j765.15 \quad (3.31)$$

$$s_2 = -750 - j765.15 \quad (3.32)$$

### 3.2.2 Projeto do controlador PI na malha de velocidade

No presente trabalho, o projeto de controle de velocidade realizado, com fim de manter a estabilidade de velocidade da máquina, é de um controlador PI. O objetivo do controle é: mesmo que existam perturbações externas, o controle fará com que a velocidade do motor seja mantida o mais próximo possível da velocidade de referência.

A equação 3.33, mostra a dinâmica da malha de velocidade para o motor no qual a variação da velocidade depende diretamente do torque produzido pela máquina.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - B\omega_r - T_l) \quad (3.33)$$

Para o projeto é considerado apenas a dinâmica do motor, sendo  $T_l$  considerada como uma perturbação e pode-se dizer que é nulo para o projeto de controle. Assim tem-se a equação 3.34:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - B\omega_r) \quad (3.34)$$

Aplicando a transformada de Laplace para esta equação, obtém-se a equação 3.35:

$$sW_r(s) = \frac{1}{J}(T_e(s) - BW_s(s)) \quad (3.35)$$

Manipulando esta equação, pode-se chegar à função de transferência da dinâmica da malha de velocidade do motor conforme mostrado na equação 3.36:

$$\frac{W_r(s)}{T_e(s)} = H_\omega(s) = \frac{1}{Js + B} = \frac{1/B}{\frac{J}{B}s + 1} \quad (3.36)$$

Utilizando a mesma metodologia da equação de transferência de primeira ordem transformando na forma convencional, a equação pode ser representada por 3.37:

$$H_\omega(s) = \frac{k_\omega}{\tau_\omega s + 1} \quad (3.37)$$

Onde  $k_\omega = 1/B = 1111,1$  e  $\tau_\omega = J/B = 1,333s$  são um ganho e uma constante de tempo respectivamente.

Após definido a função de transferência da malha de velocidade, é feito um projeto de um controlador PI para a mesma. A figura 3.3 mostra a representação do projeto de controle de velocidade em diagrama de blocos.

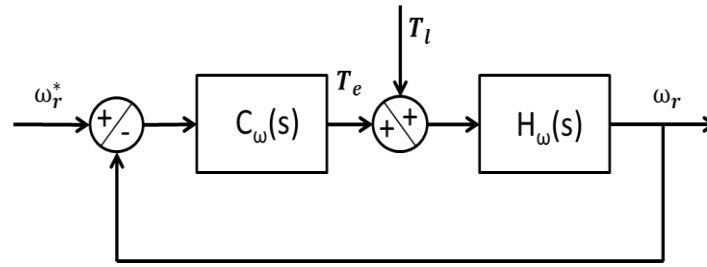


Figura 3.3: Malha de velocidade com controlador PI.

onde  $T_l$  é a perturbação de carga e  $C_\omega(s)$  é a função de transferência do controlador PI, conforme mostra a equação 3.38:

$$C_\omega(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \quad (3.38)$$

De posse dos parâmetros da máquina, e substituindo na equação dos ganhos dos controladores PI, foi possível determinar os ganhos  $k_{p\omega}$  e  $k_{i\omega}$  conforme mostrado nas equações 3.39 e 3.40:

$$k_{p\omega} = \frac{2\xi_\omega \omega_{n\omega} \tau_\omega - 1}{k_\omega} = 0,0015 \quad (3.39)$$

$$k_{i\omega} = \frac{\tau_\omega \omega_{n\omega}^2}{k_\omega} = 0,0024 \quad (3.40)$$

Onde  $\omega_{n\omega} = \frac{3}{t_{s\omega} \xi_\omega} = 1,4286 \text{ rad/s}$ , sendo adotado os valores de  $\xi_\omega = 0,7$  e o  $t_{s\omega} = 3 \text{ s}$ .

De acordo com a equação 3.6, o sistema passa a apresentar o seguinte polinômio característico de acordo com a equação 3.41:

$$P_\omega(s) = s^2 + 2s + 2,0408 \quad (3.41)$$

E as raízes dos pólos são mostradas em 3.42 e 3.43:

$$s_1 = -1 + j1,02 \quad (3.42)$$

$$s_2 = -1 - j1,02 \quad (3.43)$$

### 3.3 Simulações com Controladores PI

De posse da modelagem de controle vetorial do motor de indução e dos projetos dos controladores PI's de corrente e de velocidade desenvolvidos neste capítulo, são elaboradas as simulações do mesmo e verificar o desempenho do projeto. A figura seguinte mostra toda a modelagem e projeto em diagrama de blocos realizados como simulações no software MatLab R2013a.

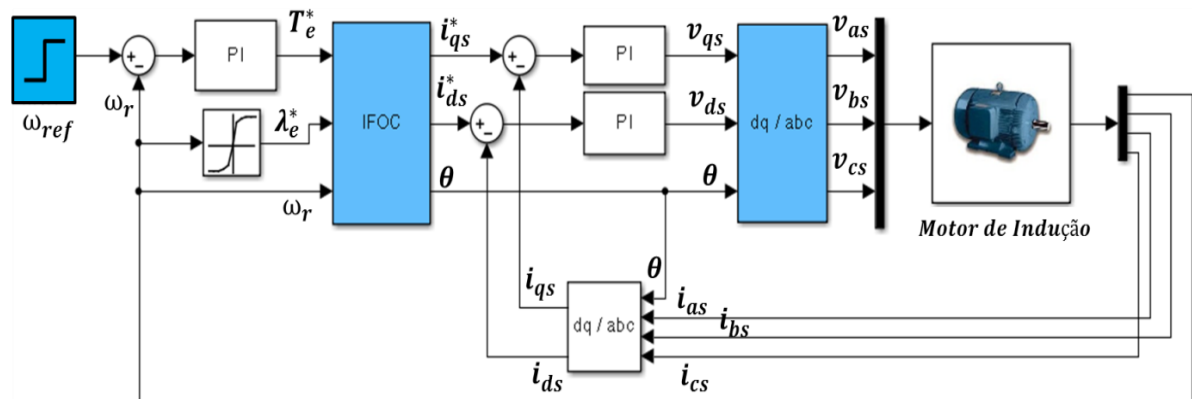


Figura 3.4: Diagrama de controle vetorial com controladores PI.

A montagem do bloco do controlador PI da malha de velocidade é apresentada na figura 3.5, este bloco apresenta o projeto do controlador conforme descrito na seção 3.2.2 deste capítulo:

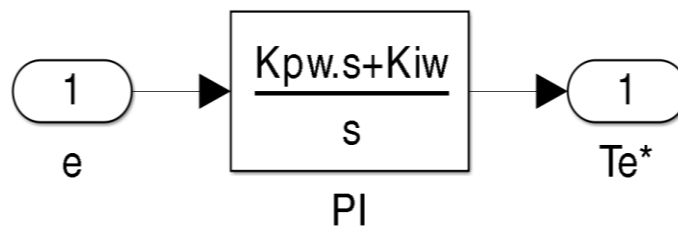


Figura 3.5: Montagem do controlador PI da malha de velocidade.

A montagem dos blocos dos controladores PI de corrente são feitos de acordo com a seção 3.2.1. A montagem é igual para ambos, pois a dinâmica das correntes são semelhantes, conforme mostrado na equação 3.19. A figura 3.6 mostra a dinâmica dos controladores PI de correntes feitos no Simulink:

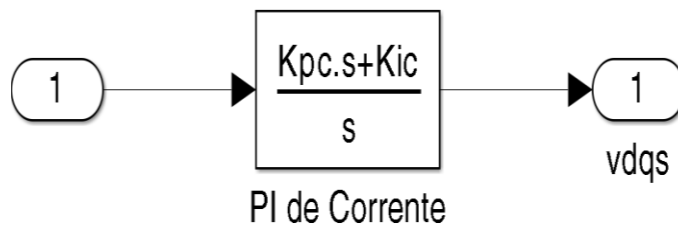


Figura 3.6: Dinâmica do controlador PI da malha de corrente.

O bloco IFOC apresentado na figura 3.4 representa a estratégia de controle vetorial por orientação indireta de campo, sua montagem é mostrada na figura 3.7. Através desse bloco é feita a conversão para o referencial girante d – q:

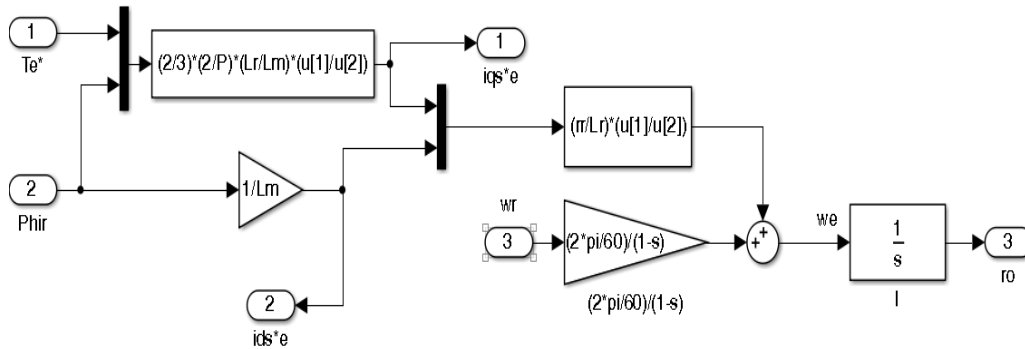


Figura 3.7: Estratégia IFOC.

O bloco de transformação dos fasores de tensão no eixo d – q para as tensões trifásicas é dado segundo a dinâmica representado na figura 3.8:

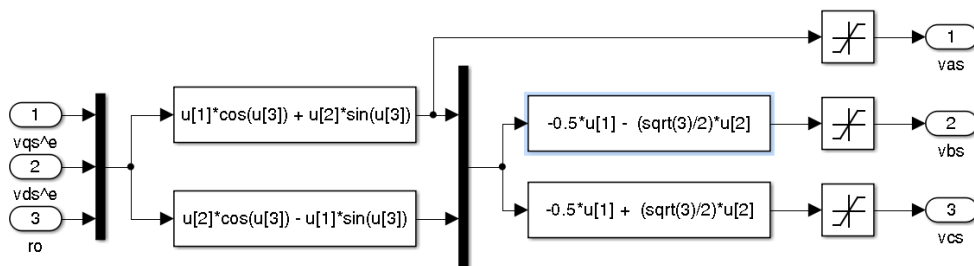


Figura 3.8: Conversão do referencial girante para variáveis de máquina.

O bloco onde é representado o motor de indução foi projetado a partir de uma rotina de simulação no S-Function no software Matlab, a qual permite simular sistemas dinâmicos a partir do seu modelo em espaço de estados. A rotina da simulação S-Function está descrita no Apêndice A.2.

Para análise de desempenho, foram realizadas as seguintes simulações: resposta ao degrau, resposta à rampa e resposta à perturbação de carga. A fim de se verificar o comportamento da dinâmica do motor submetido ao projeto de controle vetorial realizado neste trabalho.

### 3.3.1 Resposta ao degrau

A referência utilizada de velocidade é do tipo degrau, após o tempo de magnetização [1] 0,2s o valor sai de 0 para 2000 rpm, sendo permanecida até 4,2s onde o sinal de referência recebe um novo degrau e passa de 2000 para -2000 rpm, isto quer dizer que a velocidade agora está girando de maneira oposta a anterior. A figura 3.9 mostra a curva da velocidade para uma resposta ao degrau.

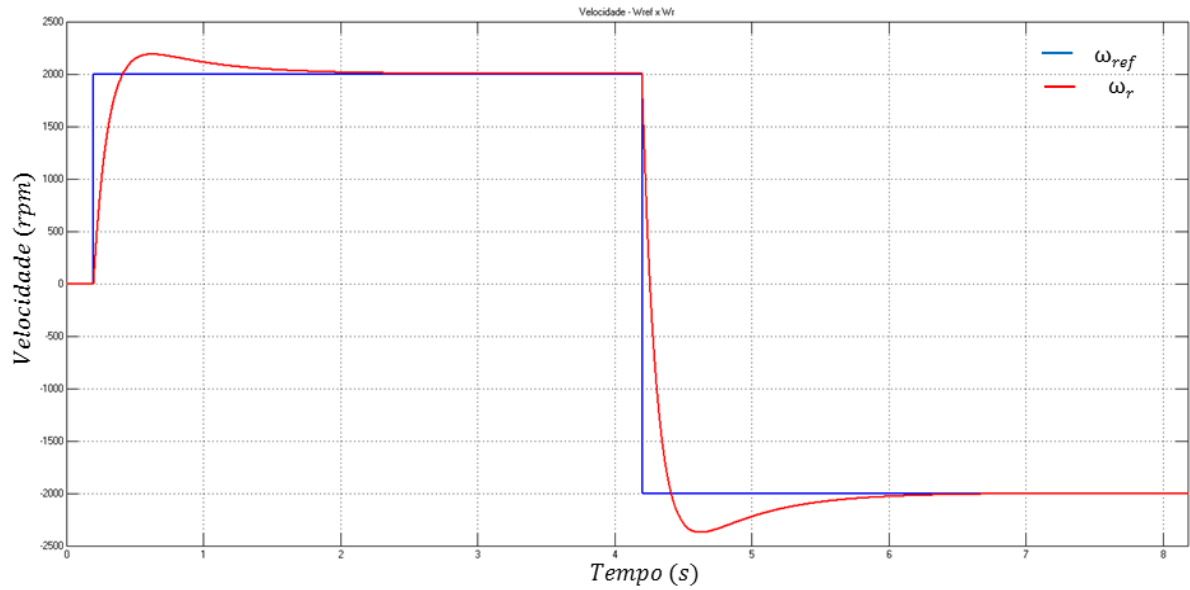


Figura 3.9: Resposta ao degrau.

Verifica-se que a resposta de controle de velocidade vista na figura 3.5, satisfaz os requisitos do projeto do controlador PI, sendo atendido o critério de tempo de assentamento de 5% e o sobressinal do sistema no primeiro instante é de aproximadamente 9% e para o degrau que se origina a partir de 4,2s, o sobressinal é de aproximadamente 18%. O sistema é subamortecido e o tempo de acomodação está dentro da faixa de projeto.

A figura 3.10 mostra o sinal de controle de velocidade para a mesma referência da simulação mostrada na figura 3.9.

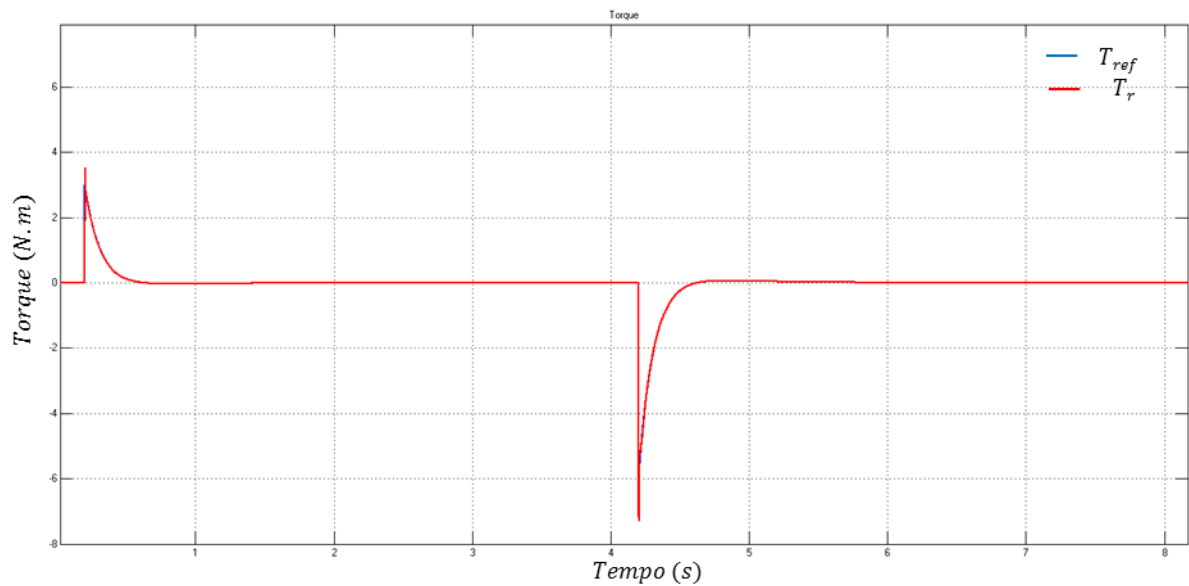


Figura 3.10: Sinal de controle.

A figura 3.10, mostra a dinâmica do sinal de controle para uma entrada degrau, este sinal representa a referência de torque e o torque desenvolvido pelo motor e tem como objetivo verificar o gasto de energia que sistema gasta. Este sinal tem o mesmo comportamento da corrente no *eixo q*, porém amplitude menor. Observe que o controle PI de corrente está bem projetado, pois a resposta da dinâmica do motor tende a acompanhar rigorosamente o sinal de referência.

A figura 3.11 representa a dinâmica da corrente no *eixo d*:

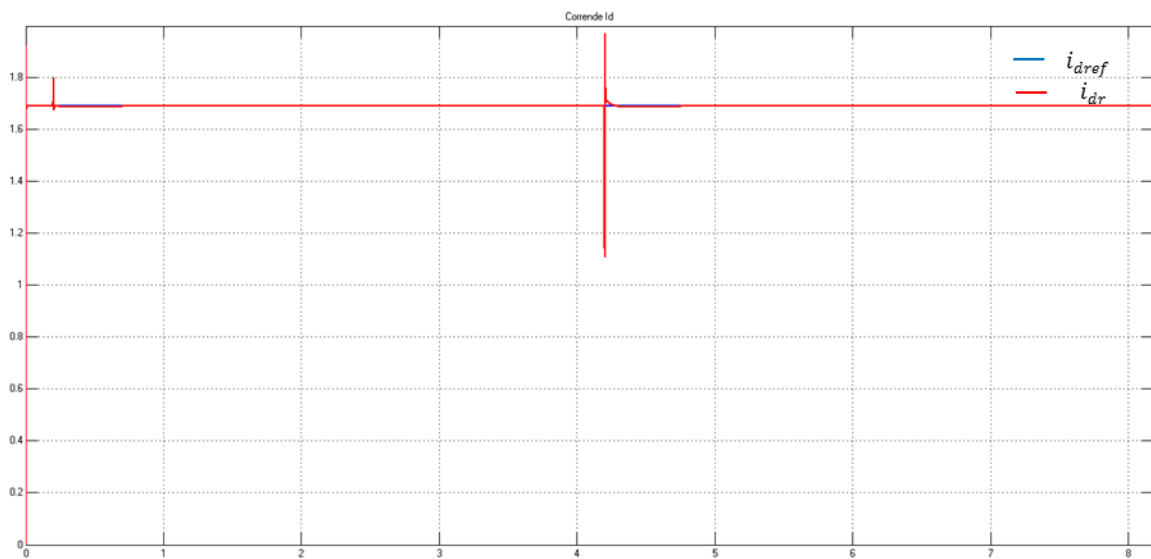


Figura 3.11: Corrente  $i_{ds}$ .

Observe que a referência de corrente é constante, isto se deve ao fato da estratégia de controle, que é manter a amplitude do fluxo constante. Verifica-se que no momento em que é aplicado o degrau, há uma pequena perturbação na corrente e que, posteriormente, é corrigido pela ação de controle.

A figura 3.12 mostra as tensões  $v_q$  e  $v_d$ . Assim como na corrente  $i_d$ , a tensão no *eixo d* é praticamente constante. E a velocidade  $v_q$  tende seguir a dinâmica da velocidade do motor com alguns “spikes” no momento em que é aplicado o degrau.

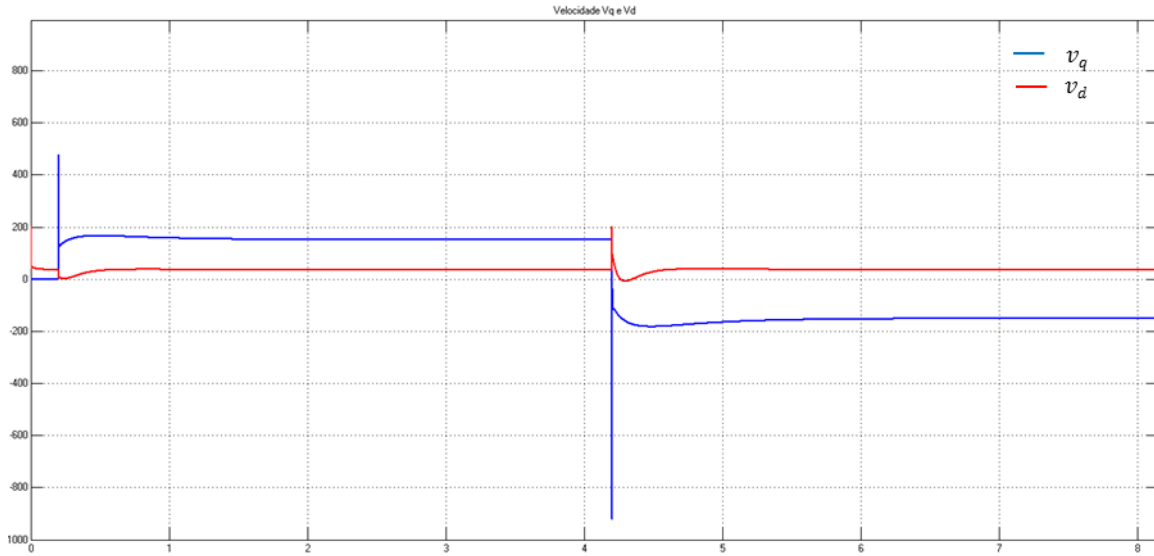


Figura 3.12: Tensões no eixo q e d.

A figura 3.13 mostra a dinâmica da tensão na fase A do estator, este sinal é resultante da conversão da tensão em um referencial girante para a tensão de fase. Este gráfico é um dos resultados mais importantes, visto que mostra o que é realmente aplicado às bobinas do motor de indução para gerar a resposta das figuras anteriores.

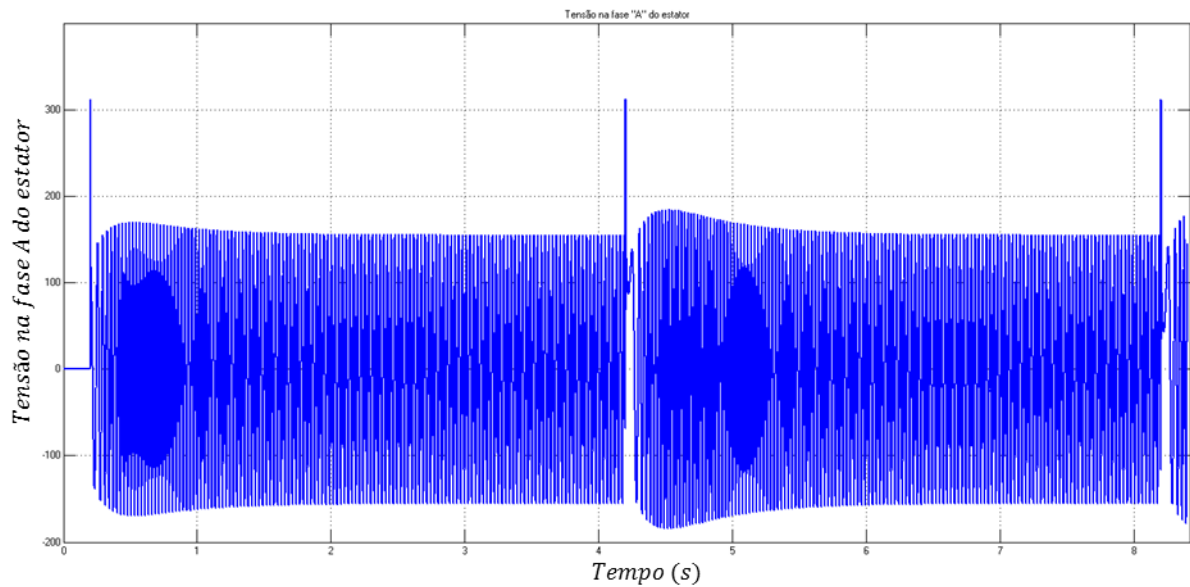


Figura 3.13: Dinâmica da tensão na fase A do estator.

### 3.3.2 Resposta à rampa

Da mesma forma que a primeira simulação, este ensaio visa mostrar o comportamento do motor de indução, agora submetido a referências de velocidades variando na forma rampa. A figura 3.14 mostra a dinâmica da velocidade submetido à uma referência rampa.

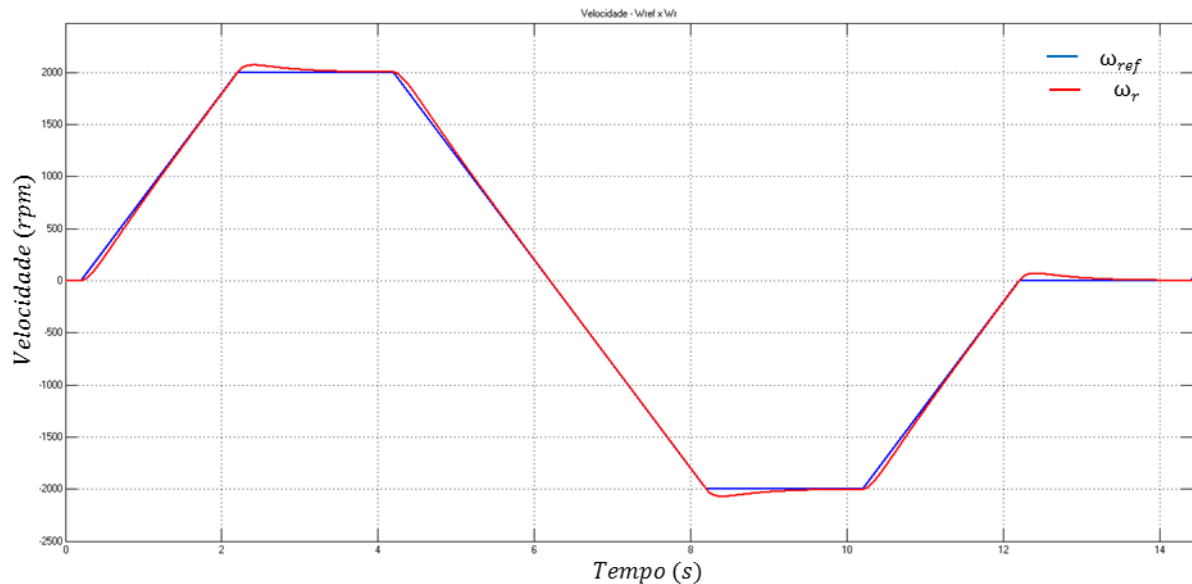


Figura 3.14: Resposta de velocidade à uma entrada rampa.

Neste ensaio, devido a referência de velocidade tipo rampa, a velocidade do motor atinge 2000 rpm de maneira mais suave, ou seja, há um tempo maior para se chegar a velocidade de 2000 rpm. Por este motivo, no momento em que a velocidade de referência atinge seu valor máximo, a velocidade gerada pelo motor gera um sobressinal com cerca de 3% e menor do que a gerada quando submetida a uma resposta degrau.

A figura 3.15 traz o sinal de controle, sendo mostrados as curvas do torque de referência e o torque desenvolvido pelo motor. Note que a curva de referência e de torque está casada ao torque gerado pela máquina, pode-se dizer que foi verificado através do gráfico que o ajuste anterior do controlador atendeu as expectativas. O comportamento dinâmico do sistema apresentado na figura se deve ao fato de o controlador forçar a máquina a seguir a referência de velocidade, comparando a figura 3.14 e 3.15, pode-se notar que enquanto a velocidade do motor não estiver sobre a referência, o torque estará agindo de forma que a velocidade atinja sua referência, e quando alcançado o valor desejado, o torque se mantém constante até chegar o valor máximo de 2000 rpm, quando a velocidade está acomodada a essa velocidade o torque tende à zero.

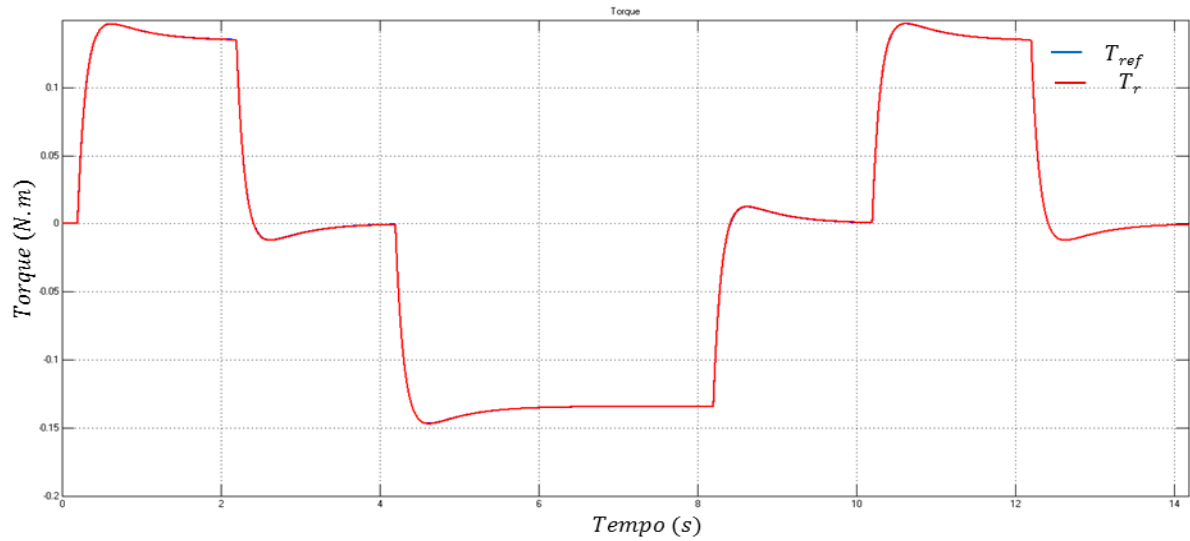


Figura 3.15: Sinal de controle com resposta à rampa.

### 3.3.3 Resposta à perturbação de carga

O objetivo desta simulação é verificar o comportamento da dinâmica do motor com uma adição de perturbação de carga. Esta perturbação representa uma força que age sobre o eixo do motor, fazendo com que a máquina tenha uma redução em sua velocidade. A simulação tem como referência de velocidade uma entrada degrau de 2000 rpm sendo aplicado após o tempo de magnetização que é de 2s. Após a acomodação da velocidade, é inserida uma perturbação de carga que tem como amplitude 0,5 N.m. Esta perturbação é aplicada no instante 3s e permanecendo até o fim da simulação. A figura 3.16 mostra o sinal de perturbação de carga  $T_1$ .

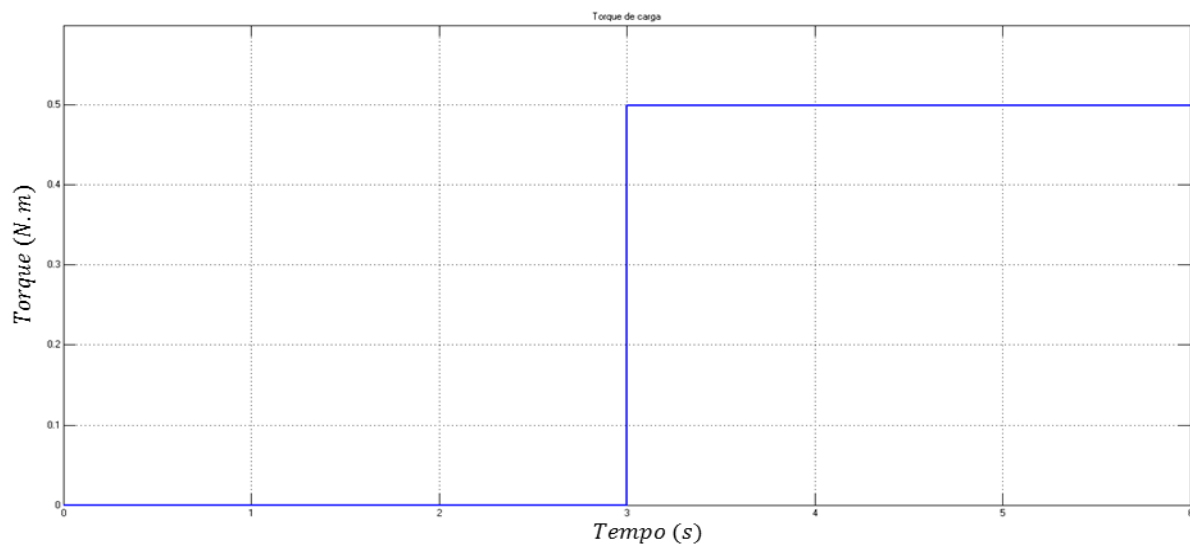


Figura 3.16: Perturbação de carga  $T_1$ .

Como na simulação ao degrau realizada anteriormente, o sobre sinal de velocidade atinge aproximadamente 9% e logo após o sistema se acomoda e em 3s é aplicado um torque de carga, nota-se que a velocidade cai e apresenta um erro máximo de 13% e logo se estabiliza em 2000 rpm. Note que mesmo com a perturbação sendo mantida, o controle manteve a velocidade do motor acomodada e sem erro em regime permanente até ao fim da simulação. A figura 3.17 representa a resposta ao degrau com a adição de uma perturbação de carga.

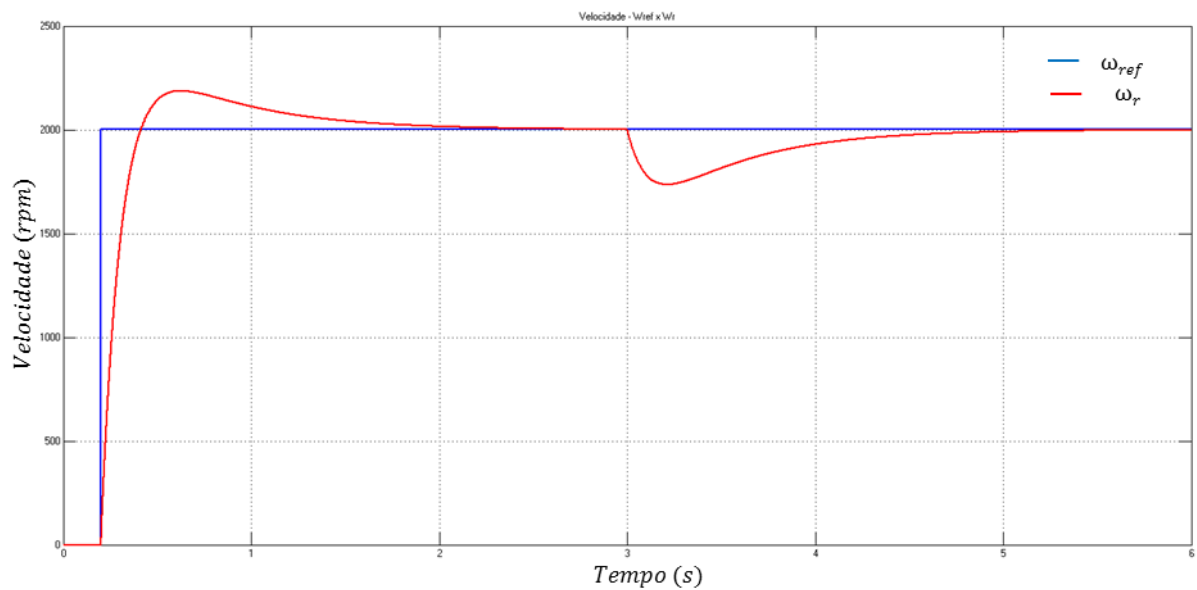


Figura 3.17: Resposta ao degrau com perturbação de carga.

A figura 3.18 apresenta o sinal de controle para a perturbação de carga:

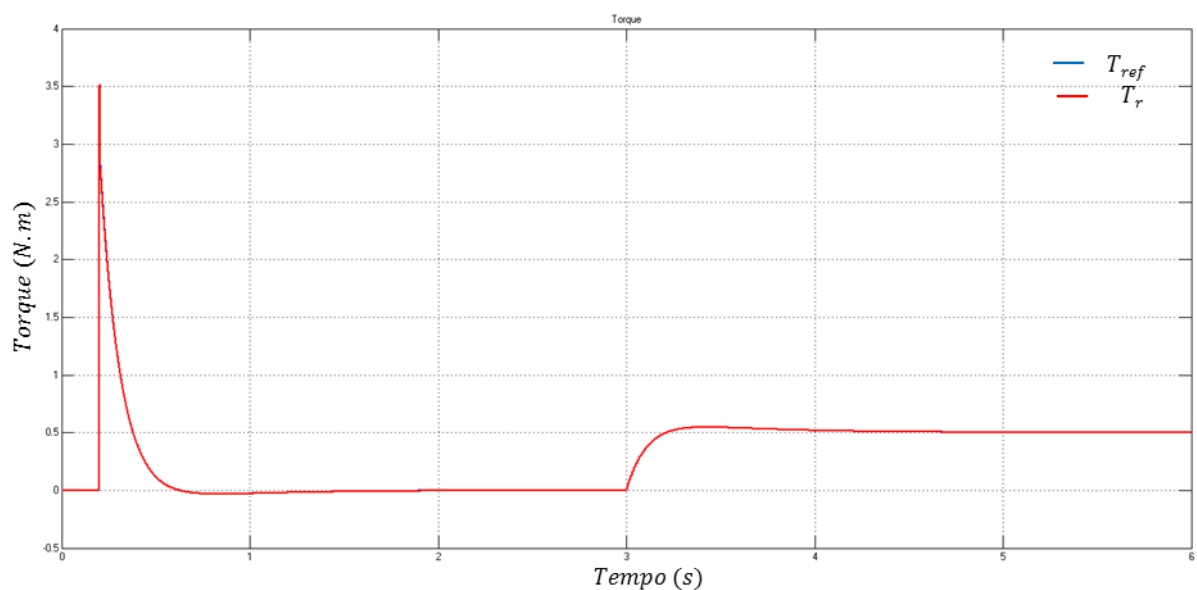


Figura 3.18: Sinal de controle com perturbação de carga.

No sinal de controle, a curva se mantém a mesma até o momento em que é aplicado a perturbação, veja que logo após que o sistema se acomoda, o controle mantém um torque constante de 0,5 N.m até ao término da simulação, justamente para compensar o torque de carga aplicado e assim restabelecendo o equilíbrio do sistema.

## **CAPÍTULO 4**

### **FUZZY ADAPTATIVO**

#### **4.1 Introdução**

Dentre as estratégias de controle linear, os controladores PI são um dos mais utilizados, devido a sua simplicidade de implementação e normalmente apresentam bons desempenhos em seus projetos. Contudo, existem ainda algumas situações onde é necessário o raciocínio de um operador humano nas tomadas de decisões. Pois diante de uma nova condição operacional, mesmo com o controle PI bem ajustado, este pode não apresentar desempenho satisfatório. Mediante isto, foi pensado em uma alternativa de controle que permite a variação automática de seus parâmetros, ou seja, adaptando-se a nova condição do sistema.

Neste trabalho é utilizada como alternativa de controle técnicas baseadas na lógica fuzzy. As técnicas baseadas nessa lógica vêm sendo muito utilizada devido sua característica de ação de controle, sendo facilmente implementada por uma expressão qualitativa na lógica fuzzy.

Uma breve introdução é feita sobre a lógica fuzzy, que tem por objetivo desenvolver sistemas computacionais capazes de imitar decisões humanas onde há incerteza ou precisão, sendo inspirados na lógica humana, de raciocinar de maneira incerta ou difusa.

O projeto de controle PI com adaptação fuzzy, tem como efeito a utilização de um controlador fuzzy em paralelo a um controlador PI, permitindo o ajuste dos parâmetros  $k_p$  e  $k_i$  do controlador, onde será abordada no decorrer deste capítulo.

#### **4.2 Sistemas e Controle Fuzzy**

A utilização da lógica fuzzy permite expressar parâmetros ou variáveis imprecisas que possam ser tratados dentro de um contexto lógico-matemático, como por exemplo, casos práticos vivenciado no dia-a-dia: avaliar a altura de uma pessoa (alto, médio e baixo). Observa-se que os termos utilizado são vagos, ao certo, sabe-se quando uma pessoa é alta no mesmo instante em que é observado sem precisar medi-lo, porém não com precisão. Estas ideias são capturadas pela definição de variável linguística sendo caracterizada por assumir valores dentro de um conjunto de termos linguístico [27].

A modelagem e o controle fuzzy consideram o modo como a falta de exatidão e a incerteza são descritas, com isso, tornam-se poderosas para manipular de maneira conveniente o conhecimento expresso em variáveis linguísticas, correlacionadas por regras de associação [21].

As primeiras noções da lógica foram desenvolvidas por um lógico polonês *Jan Lukasiewicz* (1878 – 1956) que introduziu conjuntos com graus de pertinência sendo 0, 1/2 e 1 e mais tarde, expandiu para um número infinito de valores entre 0 e 1.

Zadeh criou a lógica fuzzy combinando os conceitos da lógica clássica e o conjuntos Lukasiewicz, definindo graus de pertinência [13]. Em 1973 Zadeh publicou um artigo que estabeleceu o *Princípio da incompatibilidade*, ilustrado em [28]:

*“À medida que a complexidade de um sistema aumenta, nossa habilidade para fazer afirmações precisas e que sejam significativas acerca deste sistema diminui até um limiar, abaixo do qual, precisão e relevância se tornem características quase mutuamente excludentes.”*

A primeira pessoa a utilizar o conceito de fuzzy em um projeto foi o engenheiro Ebrahim Mamdani em 1974, este engenheiro desenvolveu um controle automático de uma máquina a vapor baseado no conhecimento de um operador humano especialista [15].

Os conjuntos *fuzzy* são usados para modelar informação imprecisa, permitindo que cada elemento pertença, de uma forma parcial, a um determinado conjunto, os quais podem ser abordados como uma generalização da noção clássica de conjuntos [15].

O controle fuzzy aplica através de algoritmos o conhecimento humano e especialista na solução de problemas com incertezas. Uma vantagem deste controle é que o sistema a ser controlado não precisa inicialmente ser modelado matematicamente.

#### 4.2.1 Conjuntos Fuzzy

Os conjuntos fuzzy utilizam como base de sua teoria funções de pertinência, onde possuem os formatos triangular, trapezoidal e Gaussiana, como as mostradas na figura 4.1.

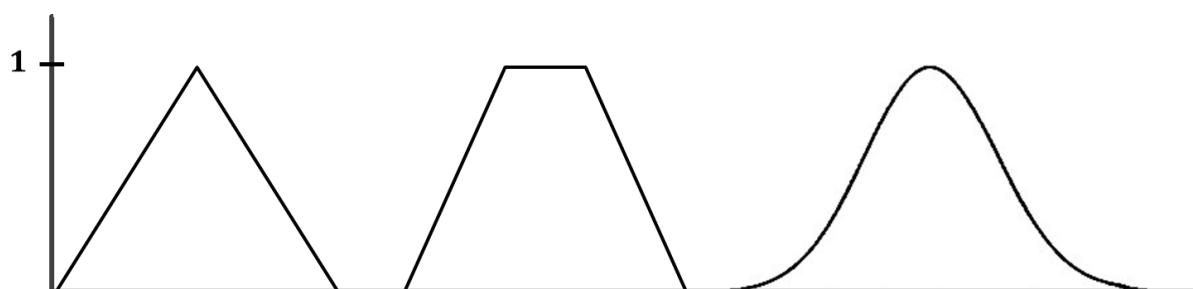


Figura 4.1: Exemplos de funções de pertinência.

O grau de pertinência define o quanto uma variável pertence a um determinado conjunto. Nem sempre é óbvia a escolha do formato mais adequado, podendo não estar ao alcance do conhecimento de um especialista para aplicação em questão. A escolha do formato das funções triangulares e trapezoidais são mais comuns, devido a ideia de se definirem regiões de pertinência total, média e nula é mais intuitiva que a especificação de valor de moda e dispersão ligada a funções Gaussianas [16].

Segundo a definição apresentada na figura 4.2, os valores de 1 a 10 apresentam grau de pertinência igual a 1 no conjunto A, o grau de pertinência diminuirá conforme o número aumenta, por exemplo no ponto 14 o grau de pertinência em A está próximo de 0.1 quanto que em B o grau de pertinência está em torno de 0.9, A lógica fuzzy reconhece neste caso como sendo o conjunto B com maior contribuição do que o conjunto A.

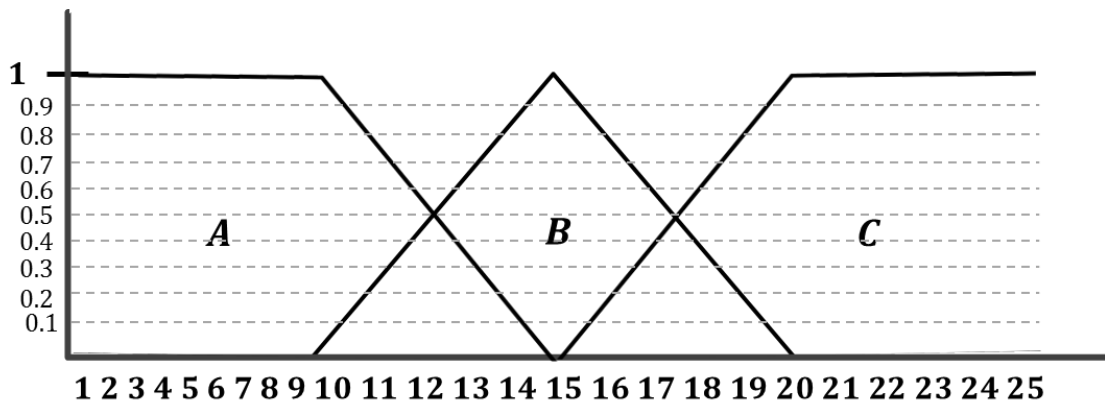


Figura 4.2: Exemplo com conjuntos A, B e C para valores de 1 a 25.

#### 4.2.2 Regras Fuzzy

As regras são umas das técnicas mais antigas para a representação de conhecimento e até hoje em dia são bastante utilizadas. Esta técnica tem um formato linguístico de fácil compreensão. Estas regras tipicamente possuem o formato SE ENTÃO como indicado a seguir:

SE (antecedente) ENTÃO (consequente)

Observe que a expressão utiliza uma variável linguística que relaciona uma entrada e uma saída, podendo a variável antecedente ser chamada de condição ou premissa e a variável consequente também ser chamada de conclusão ou ação.

Se as condições levadas ao termo SE são verdadeiras então a ação expressa pelo termo ENTÃO é tomada.

Por exemplo, SE a *velocidade* é *alta* ENTÃO o *risco de acidente* é *grande*, note que há uma relação na entrada e na saída onde *velocidade* e *risco de acidente* se relacionam usando os termos *alto* e *grande*, que são termos imprecisos.

As regras utilizadas neste trabalho constituem os sistemas fuzzy do tipo Mamdani, proposto em 1974 por Ebrahim Mamdani, como tentativa de controlar uma máquina a vapor. Este sistema obtém como resultado do seu processamento de inferência um conjunto fuzzy que deve ser convertido de fuzzy para escalar para a obtenção de uma saída numérica exata. No entanto, os do tipo Takagi-Sugeno já possuem uma saída numérica exata como resultado da aplicação de uma função sobre valores de entrada, não sendo necessária a conversão a de fuzzy para escalar [15].

#### 4.2.3 Fuzzificação

Esta etapa consiste em transformar um dado numérico em um termo em linguagem natural. Para a máquina fuzzificar um determinado dado numérico, são utilizadas as funções de pertinência para verificar o quanto esse dado pertence a um determinado conjunto fuzzy.

A Fuzzificação nada mais é do que um mapeamento do domínio de números reais para domínio fuzzy [17]. Para cada valor fuzzy, terá uma função de pertinência para que seja possível o mapeamento dos dados de entrada para os valores fuzzy.

A estratégia de fuzzificação é definida a partir do tipo de inferência utilizada. A base de conhecimento é composta pela base de regras e base de dados. A função principal da base de dados é armazenar e fornecer a informação necessária ao funcionamento adequado dos módulos de Fuzzificação, base de regras e defuzzificação [19]. Contudo, o sistema de controle não pertence à linguagem desta lógica, fazendo-se necessário que a lógica aritmética seja convertida para a lógica fuzzy e, posteriormente estes valores da lógica serão combinados na máquina de inferência para produzir na saída Fuzzy que deverá ser convertida num valor numérico na saída.

#### 4.2.4 Inferência

A inferência fuzzy busca tirar conclusões a partir de um conjunto de regras ou mesmo de uma lógica de regras. É através da inferência que é feita a tomada de decisão. Esta etapa vem após a fuzzificação, e tem como objetivo usar os dados resultantes utilizando as regras do

tipo SE ENTÃO, mapeando para os novos conjuntos. Todas as regras de inferência devem ser combinadas de alguma maneira antes que alguma decisão seja tomada. É importante que haja uma quantidade de regras pré-definidas para mapear as diversas combinações possíveis, garantindo que haverá uma regra específica ativa para qualquer entrada do sistema.

#### 4.2.5 Defuzzificação

A defuzzificação é o processo que objetiva a conversão do resultado obtido pela inferência do conjunto fuzzy em um valor numérico. Produzindo assim um valor numérico na saída, as variáveis linguísticas produzidas pela inferência devem ser “defuzzificadas”.

O processo de defuzzificação da saída serve para:

- Decifrar o significado de uma ação vaga;
- Resolver conflitos entre regras que possam parecer contraditórias.

#### 4.2.6 Controle Fuzzy

A estratégia de um controle fuzzy é descrito por intermédio das regras linguísticas que conectam várias situações a serem tomadas. Sendo expressas por condicionais do tipo SE ENTÃO e implementadas através da lógica fuzzy. A estrutura de um controle fuzzy é descrita na figura 4.3:

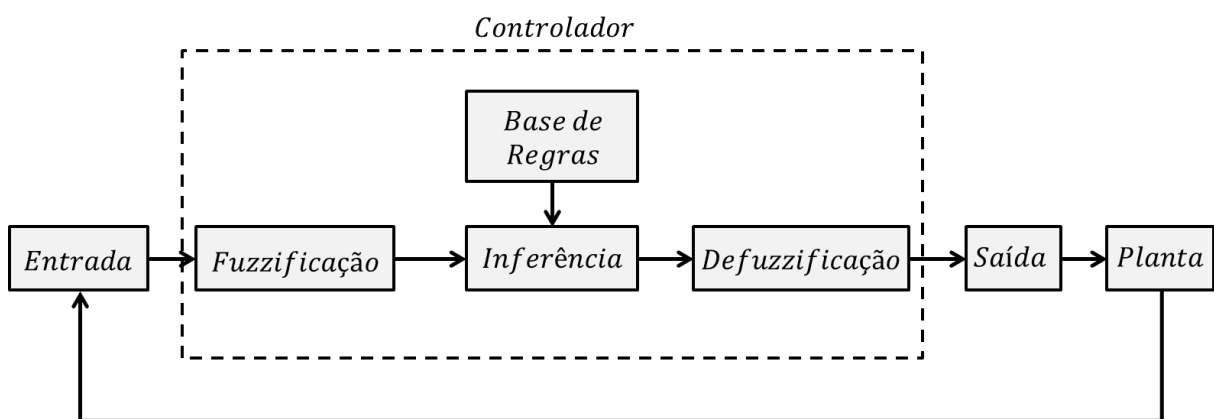


Figura 4.3: Diagrama de blocos de controle fuzzy.

Note na figura 4.3 que o controle fuzzy é composto por algumas etapas onde:

Na primeira etapa, o controle fuzzy recebe na entrada as variáveis do problema transformando-as em valores fuzzy, através do processo de fuzzificação.

Na segunda etapa, processo de inferência através da base de conhecimento, tomando as devidas decisões e as devolvendo para o sistema na mesma linguagem fuzzy.

Na última etapa, o processo converte as decisões tomadas no processo de inferência em informações para o formato analógico e sendo disponibilizadas à saída do controlador para que seja efetuada a mudança de estado no processo controlado.

### 4.3 Controle PI com Adaptação Fuzzy

Os controladores do tipo PI são controladores automáticos que trabalham bem quando o processo é linear. Porém, diante de situações onde é necessário que o controlador precise atuar em não-linearidades, então se faz necessário à utilização de controladores que tem por base o conceito da lógica fuzzy. A utilização de controladores fuzzy permite que o mesmo possa agir em não-linearidades e atuando em situações que emulam a lógica de raciocínio humano.

A estratégia de controle fuzzy pode fornecer uma solução eficiente para esse problema, sendo então projetados controladores do tipo Fuzzy Adaptativo de PI neste trabalho. O objetivo deste controlador é atuar nos ganhos do controle PI, alterando seus parâmetros  $k_p$  e  $k_i$ , ou melhor, adaptando os parâmetros conforme a exigência do problema, com o fim de melhorar a resposta do sistema de controle vetorial do motor de indução.

A figura 4.4 mostra como é feita a estratégia desse tipo de controlador:

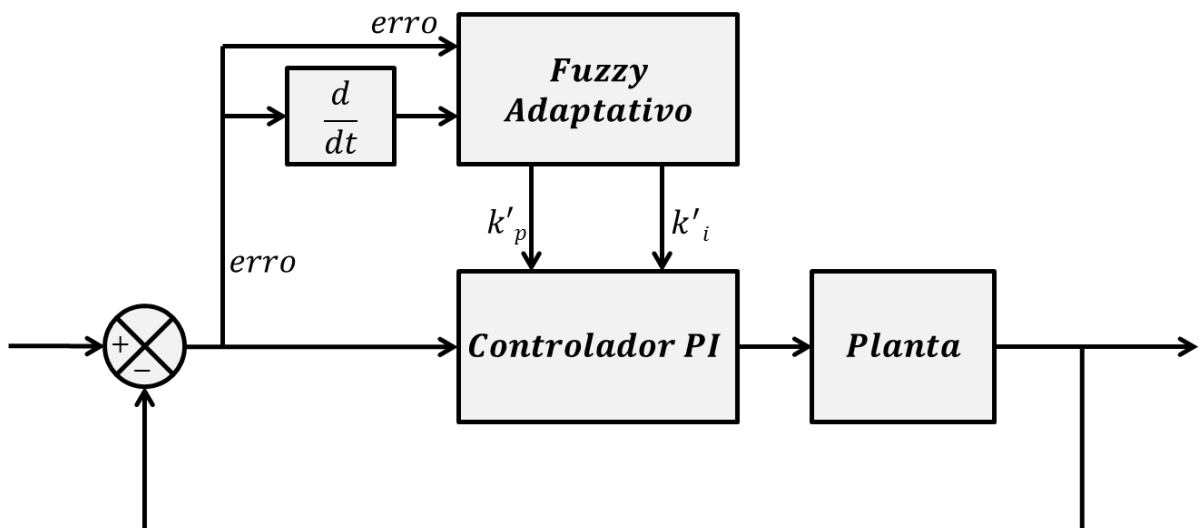


Figura 4.4: Diagrama de blocos de um controlador Fuzzy Adaptativo de PI.

Observe na figura 4.4 que a estratégia de controlar os ganhos do controlador PI foi exatamente acoplar o controle fuzzy em paralelo com o controlador PI. O controle fuzzy aplicado nesta estratégia tem como objetivo gerar as referências  $k'_p$  e  $k'_i$  para os ganhos do

controlador Proporcional Integral de forma a ajustá-los, gerando assim novos valores dos parâmetros  $k_p$  e  $k_i$ , ou seja, é feito o produto entre as referências geradas pelo fuzzy com os ganhos do PI.

Estes ajustes são feitos de acordo com os valores de *erro* e a *variação de erro* ( $\Delta e$ ) gerado pelo sistema. Sendo importante ressaltar que pode haver diversas variáveis tanto na entrada como na saída. Porém, sendo tomado neste trabalho como variáveis de entrada e saída do controle fuzzy, conforme mostra a figura 4.4. O sistema fuzzy é representado pelas seguintes variáveis linguísticas:

NG – Negativo Grande;

NP – Negativo Pequeno;

Z – Zero;

PP – Positivo Pequeno;

PG – Positivo Grande;

As variáveis linguísticas dos ganhos  $k'_p$  e  $k'_i$  são:

Z – Zero;

P – Pequeno;

MP – Médio Pequeno;

M – Médio;

G – Grande;

Para o projeto do controlador PI com adaptação fuzzy, define-se então funções de pertinência no formato triangular. Sendo as variáveis linguísticas de entrada (erro e variação de erro) enquadradas em um universo de valores comuns entre -1 e 1. As variáveis linguísticas de saída que compreendem os ganhos de referências  $k'_p$  e  $k'_i$  se enquadram entre 0 e 1. As funções de pertinências das entradas e saídas do controle fuzzy são exibidas conforme a figura 4.5:

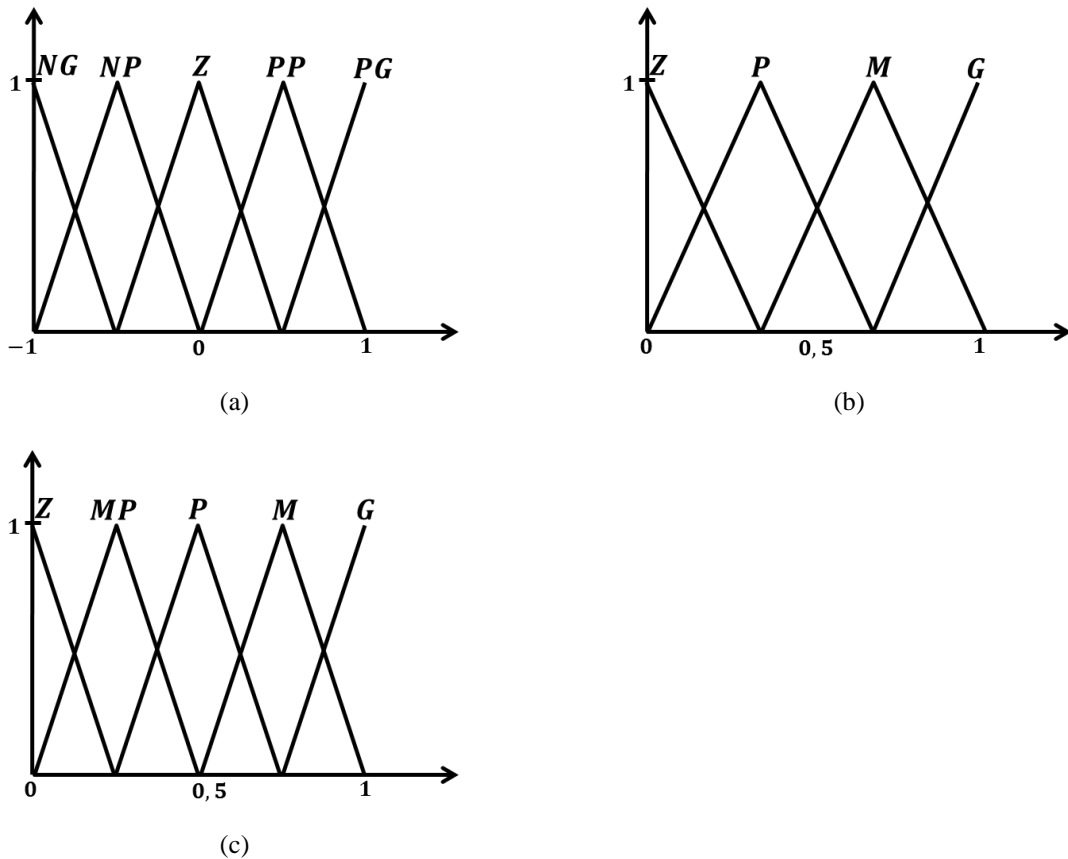


Figura 4.5: Funções de pertinência: (a) de erro e  $\Delta e$ ; (b) ganho  $k_p$ ; (c) ganho  $k_i$ .

De posse das funções de pertinências como mostradas na figura 4.5, faz-se necessário estabelecer a base de regras para a lógica de controle. Contudo, é utilizado o modelo de inferência do tipo Mamdani “SE ENTÃO” para a ação de controle. A ideia é estabelecer uma base de regras que possa minimizar o erro e a variação de erro. A base de regras montada neste trabalho é composta por 25 regras para cada valor de referência de  $k_p$  e  $k_i$  somando no total 50 regras. Isto se deve pelo fato de que a função de cada entrada possuir 5 funções de pertinência e combinando-as geram essas 25 regras para cada ganho.

As tabelas 4.1 e 4.2 mostram todas as regras de tomada de decisões inspiradas na lógica humana, determinando o valor da possível saída com base nos parâmetros estabelecidos anteriormente, na fuzzificação e na base de conhecimento.

Tabela 4.1: Base de regras do sistema fuzzy para  $k'_p$ .

		<b>Erro</b>				
		<b>NG</b>	<b>NP</b>	<b>Z</b>	<b>PP</b>	<b>PG</b>
<b>Varição do erro</b>	<b>NG</b>	G	M	P	M	G
	<b>NP</b>	M	P	P	P	M
	<b>Z</b>	P	P	Z	P	P
	<b>PP</b>	M	P	P	P	M
	<b>PG</b>	G	M	P	M	G

Tabela 4.2: Base de regras do sistema fuzzy para  $k'_i$ .

		<b>Erro</b>				
		<b>NG</b>	<b>NP</b>	<b>Z</b>	<b>PP</b>	<b>PG</b>
<b>Varição do erro</b>	<b>NG</b>	Z	P	M	P	Z
	<b>NP</b>	MP	M	G	M	MP
	<b>Z</b>	P	M	G	M	P
	<b>PP</b>	MP	M	G	M	MP
	<b>PG</b>	Z	P	M	P	Z

#### 4.4 Simulações com Controlador PI com Adaptação Fuzzy

Com objetivo de se ter uma dinâmica satisfatória de resposta ao controle de velocidade do motor de indução, a estratégia do controle fuzzy se mantém como uma ótima alternativa de controle, pois se torna atrativo devido proporcionar a possibilidade de supervisão inteligente, sendo sua forma de controle baseado apenas no conhecimento (base de regras) que é formado apenas por regras linguísticas.

Conforme visto, são necessários três controles na malha de controle vetorial, sendo projetados como controladores PI, sendo dois deles de correntes  $i_{qs}$   $i_{ds}$  e um do controle de velocidade.

Neste trabalho apenas o controlador PI da malha de velocidade é utilizado o algoritmo com adaptação fuzzy.

O controle adaptativo de PI, como o próprio nome já diz, tem por objetivo adaptar os parâmetros de um controlador PI convencional.

A figura 4.6 apresenta uma estrutura de controle vetorial com orientação de fluxo de rotor e, utilizando como estratégia de velocidade controladores do tipo fuzzy. O projeto do controlador foi feito de acordo com o roteiro da seção anterior. Sendo realizados com o auxílio do software MatLab.

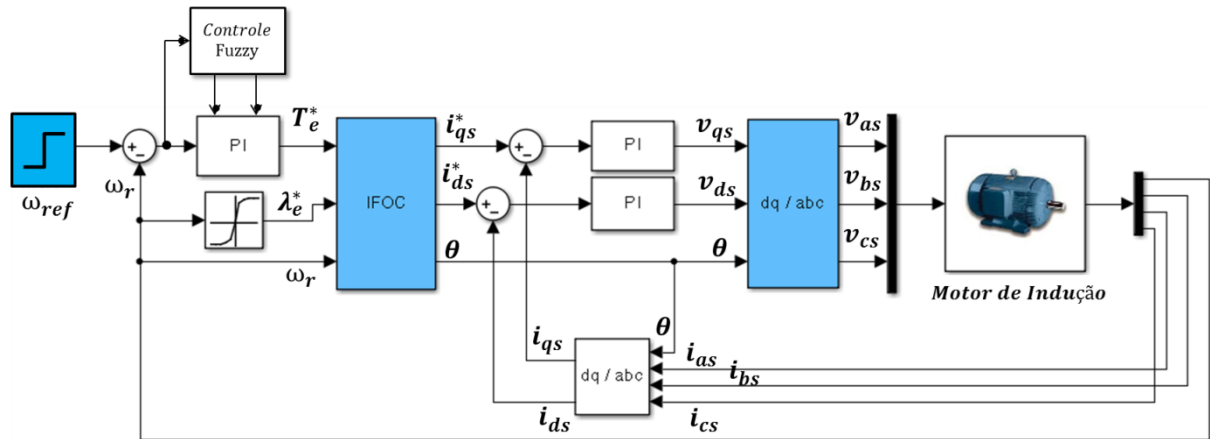


Figura 4.6: Diagrama de controle vetorial com controlador PI com adaptação fuzzy.

O bloco do Controle Fuzzy mostrado na figura 4.6, apresenta o seguinte esquema:

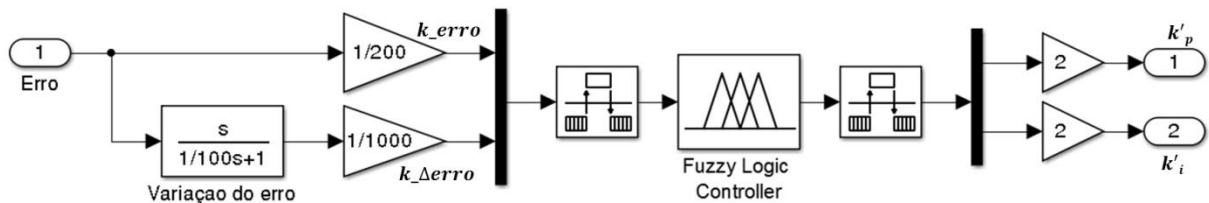


Figura 4.7: Esquema apresentado dentro do bloco do controle Fuzzy.

Para que as referências da adaptação sejam aplicadas no controlador PI é feito o projeto conforme ilustra a figura 4.8. A dinâmica representa o controlador PI da malha de velocidade, onde as referências geradas pelo fuzzy são multiplicadas com os respectivos ganhos do controlador PI a fim de se ter um controlador adaptativo.

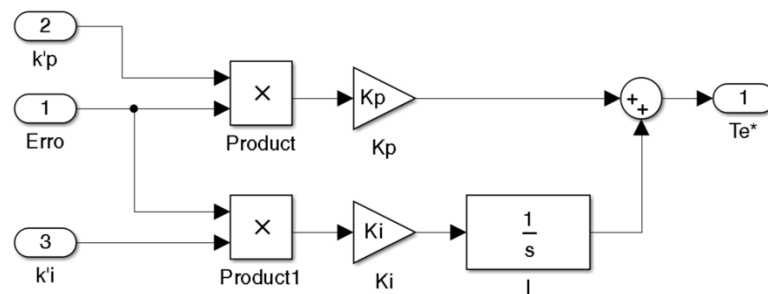


Figura 4.8: Representação do controlador PI com adaptação fuzzy no Simulink.

Como a lógica fuzzy têm sua inteligência limitada na faixa de -1 à 1 para o erro e a variação do erro, então se fez necessário elaborar um ganho para cada variável do sistema para que tenham seus valores reduzidos, afim de que o sistema fuzzy faça a leitura dos valores de entradas no universo estabelecido, isto se deve pelo fato de que a velocidade do motor em sua operação atinja um valor aproximado de 2000 rpm fazendo com que o erro e a variação do erro possuam valores elevados.

Outra estratégia que em vez de se utilizar o bloco de derivada existente no Simulink, foi utilizada uma função de transferência que tem o mesmo objetivo, realizar a derivada do erro. Esta função também tem o papel de um filtro. O objetivo que levou a essa estratégia foi pelo motivo que o bloco de derivada do Simulink estava causando um certo tipo de ruído na resposta de sinal de controle. O ajuste dessa função de transferência foi obtido utilizando o método de tentativa e erro chegando na seguinte equação:

$$G(s) = \frac{E(s)}{\Delta E(s)} = \frac{s}{(1/100)s + 1} \quad (4.1)$$

Os blocos existentes antes e depois do bloco “Fuzzy Logic Controller” são chamados de “RateTransition”, na entrada este bloco tem a função de converter os valores contínuos em discretos e o outro bloco tem a função de voltar para o valor contínuo novamente, pois o sistema fuzzy é um sistema digital, sendo necessário a conversão dos valores de entrada para valores discreto.

Uma outra estratégia adotada foi fazer com que a saída do controle fuzzy tenham suas referências para os ganhos do controle PI multiplicada por 2, fazendo com que o valor máximo do ganho  $k_p$  e do ganho  $k_i$  na saída do controle PI sejam o dobro. Quando a saída do fuzzy for 0,5 os ganhos do controle PI permanecerão os mesmo conforme projetados no capítulo 3, pois a referência para os ganhos será de amplitude igual a 1. Estes valores de referência conforme o motor estiver em funcionamento, terá seus valores mudado constantemente e os ganhos do controle PI não se comportará mais como uma constante e mudarão de acordo com a exigência do sistema.

Para a análise, assim como feitas no capítulo 3, foram feitas as simulações para as mesmas referências de velocidade.

#### 4.4.1 Resposta ao degrau

Assim como simulado para a resposta ao degrau no controle PI, a referência de velocidade degrau varia entre 2000 e -2000 rpm a cada momento em que o degrau é aplicado

ocorrendo a inversão de giro do motor. Sendo que a primeira partida do degrau só acontece após o tempo de magnetização da máquina de 0,2s. A figura 4.9 mostra a resposta ao degrau utilizando o método de controle fuzzy adaptativo para o controle de velocidade.

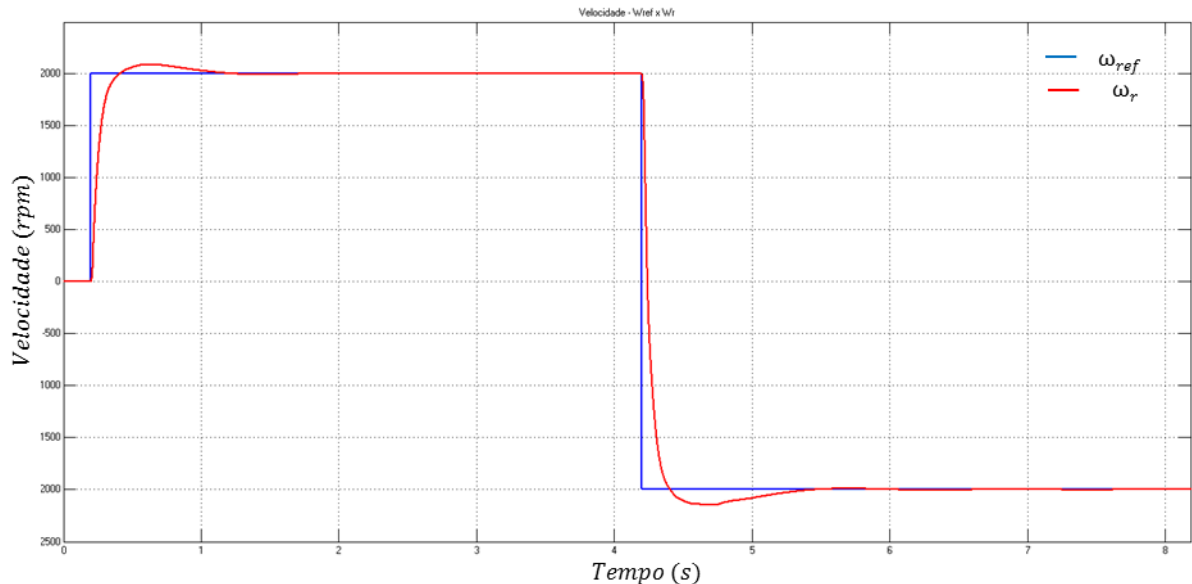


Figura 4.9: Resposta ao Degrau com controle fuzzy adaptativo.

Note que neste projeto o controle atua de forma satisfatória, o sobressinal tem aproximadamente 4% no primeiro degrau e no segundo degrau de 7% por conta de a amplitude se maior no segundo. Pode-se observar que o controlador teve uma resposta mais rápida em relação ao controlador PI.

Ao ampliarmos a curva da velocidade entre os instantes 4 e 6 segundos nota-se um fato interessante:

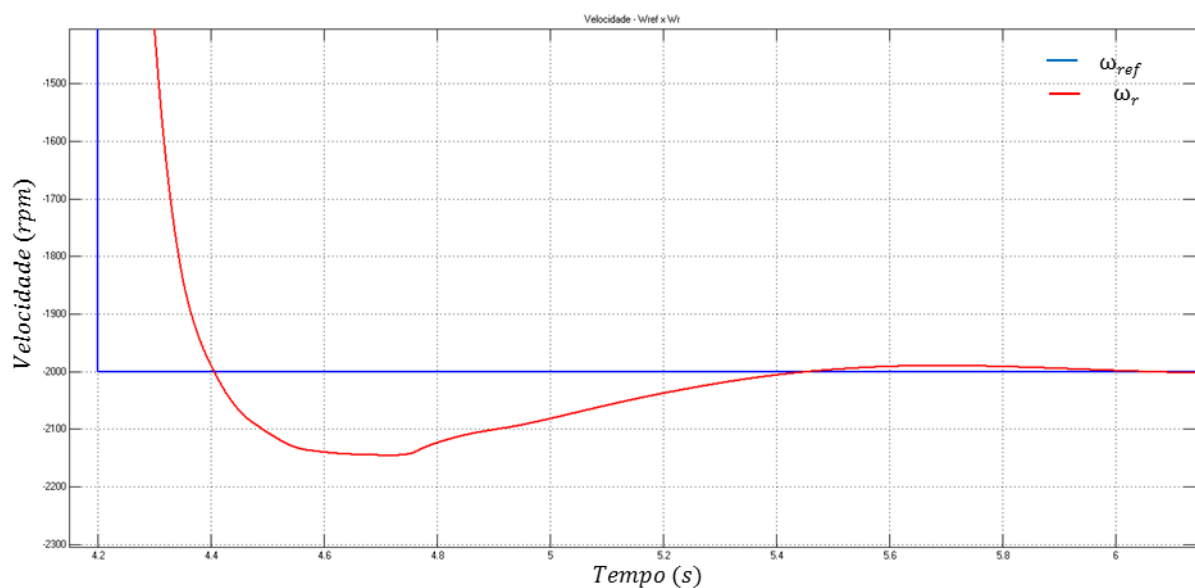


Figura 4.10: Resposta da velocidade do sistema ampliada no instante do segundo degrau.

Note que a curva apresenta uma característica de uma curva não linear, pois se deve ao fato de se usar um controle fuzzy, pois este controle pode apresentar respostas de um sistema não linear, diferente do controle PI tradicional, devido este ser um controle linear.

A figura 4.11 tem como dinâmica o sinal de controle do controlador fuzzy adaptativo e mesma dinâmica da corrente  $i_q$ . Note que nessa ação de controle existe uma espécie de “spike” gerado pelo sistema e que é maior do que a gerada do controlador PI, isto se deve porque o tempo de resposta do controlador fuzzy responde mais rápido.

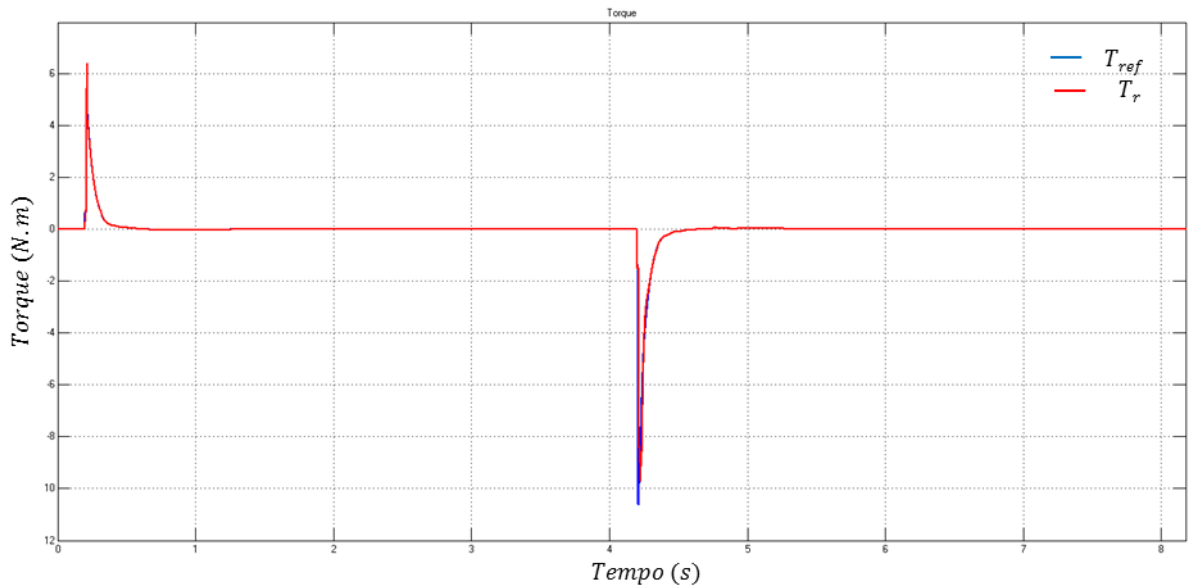
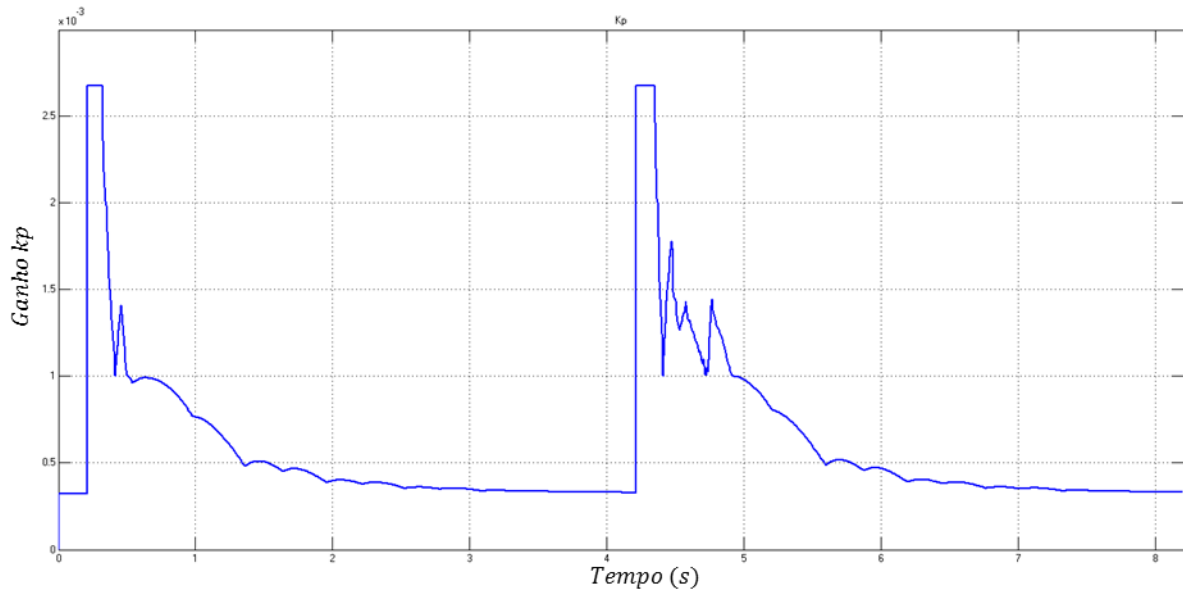
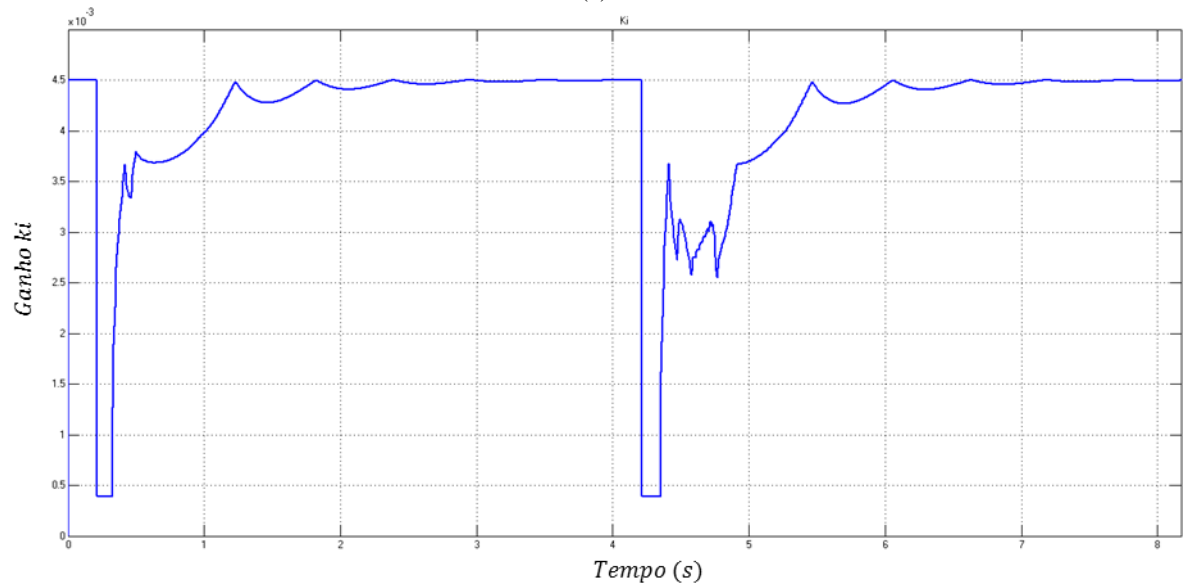


Figura 4.11: Ação de controle.

Como o controle fuzzy adaptativo tem por objetivo ajustar os ganhos do controlador PI, no decorrer da simulação novos valores de  $k_p$  e  $k_i$  são ajustados. A figura 4.12 mostra como ocorre esse ajuste.



(a)



(b)

Figura 4.12: Novos valores para os ganhos (a)  $k_p$ ; (b)  $k_i$ .

Note que os parâmetros do controlador durante a simulação sofrem maiores variações no momento em que são aplicados os degraus, se devendo ao fato de o controle buscar o melhor ganho para que o controlador possa obter um melhor resultado, pois são nesses momentos que o controle fuzzy enxerga em suas entradas um maior *erro* e *variação de erro* fazendo com que os ganhos do controlador PI sejam ajustados com fim de minimizar o erro e por consequência também minimizar o sobressinal que ocorre na velocidade.

A figura 4.13 mostra a dinâmica do valor da corrente do estator no *eixo d*. Como dito anteriormente, a corrente nesse eixo deve ser constante devido a estratégia de controle vetorial usada para manter o fluxo do rotor constante a fim de que o controle de velocidade seja

apenas controlado pela corrente no *eixo q*. Nesta figura, observe que o controle de corrente busca fazer com que a corrente  $i_d$  busque seguir o valor de referência que neste caso é constante.

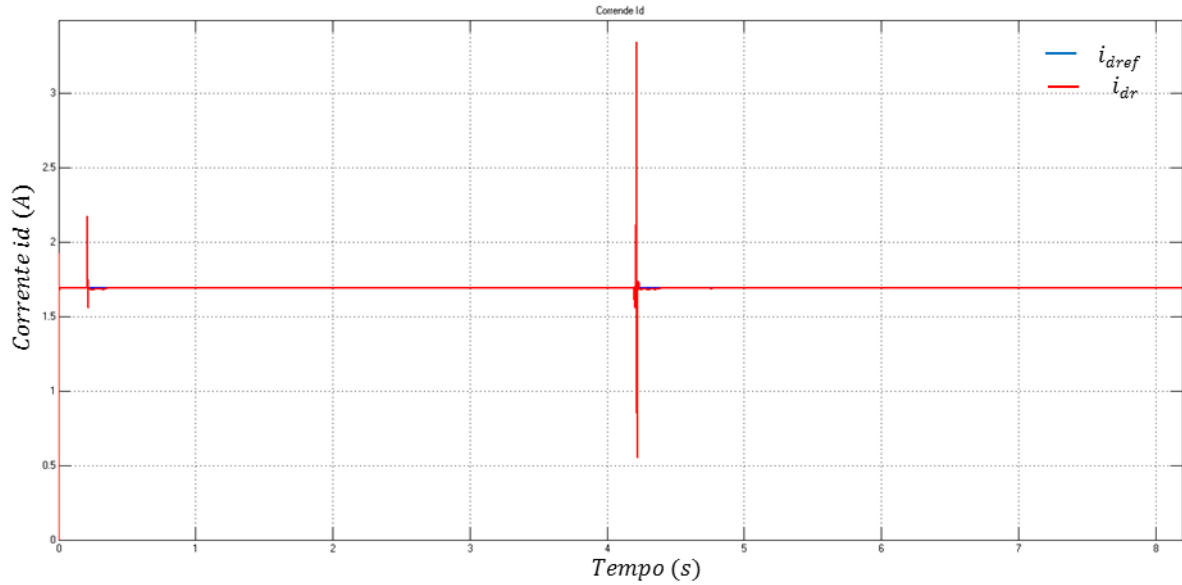


Figura 4.13: Corrente  $i_{ds}$ .

Assim como a corrente no *eixo d*, o controle PI da malha de corrente gera um valor de tensão  $v_d$  e este controle tem como objetivo manter essa tensão constante, mesmo em momento em que são aplicados os degraus. Observe na figura 4.14 que neste momento a curva de tensão oscila e rapidamente o controle atua para manter seu valor constante.

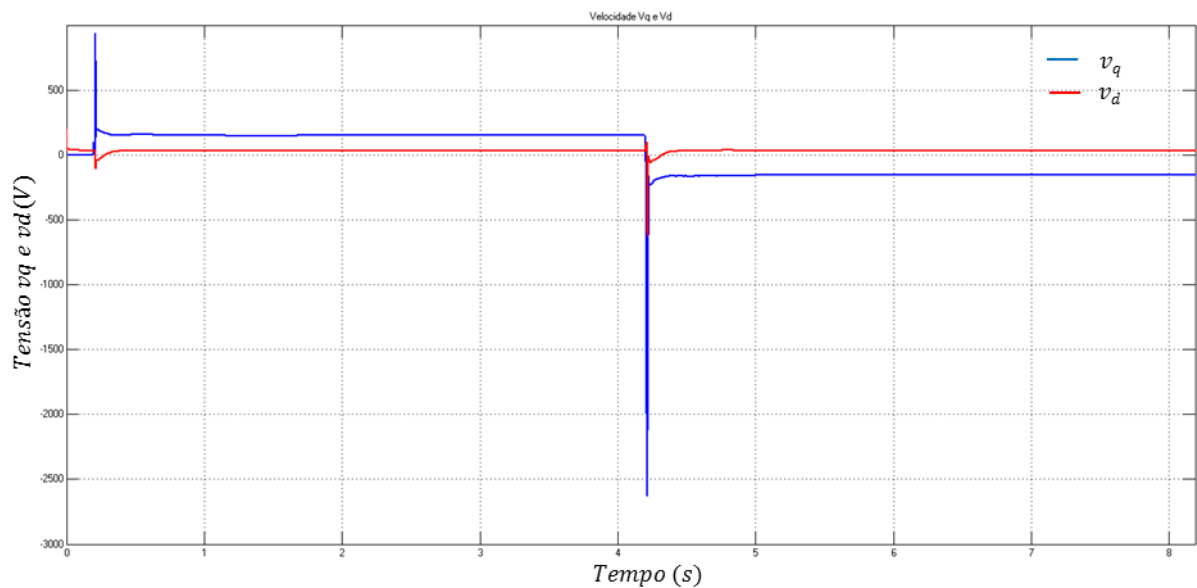


Figura 4.14: Tensões no eixo q e d.

A curva de tensão  $v_q$  possui uma curva que busca seguir a curva de referência de velocidade aplicada. No momento do primeiro degrau a curva se mantém constante em aproximadamente 150 V de amplitude e o mesmo se aplica no segundo degrau mantendo o valor da tensão em -150 V, porém no momento em que são aplicados esses degraus, o valor atinge um pico de tensão alto e logo se restabelecendo para seu valor nominal.

A figura 4.15, mostra a dinâmica da tensão na fase A para a estratégia de controle abordada.

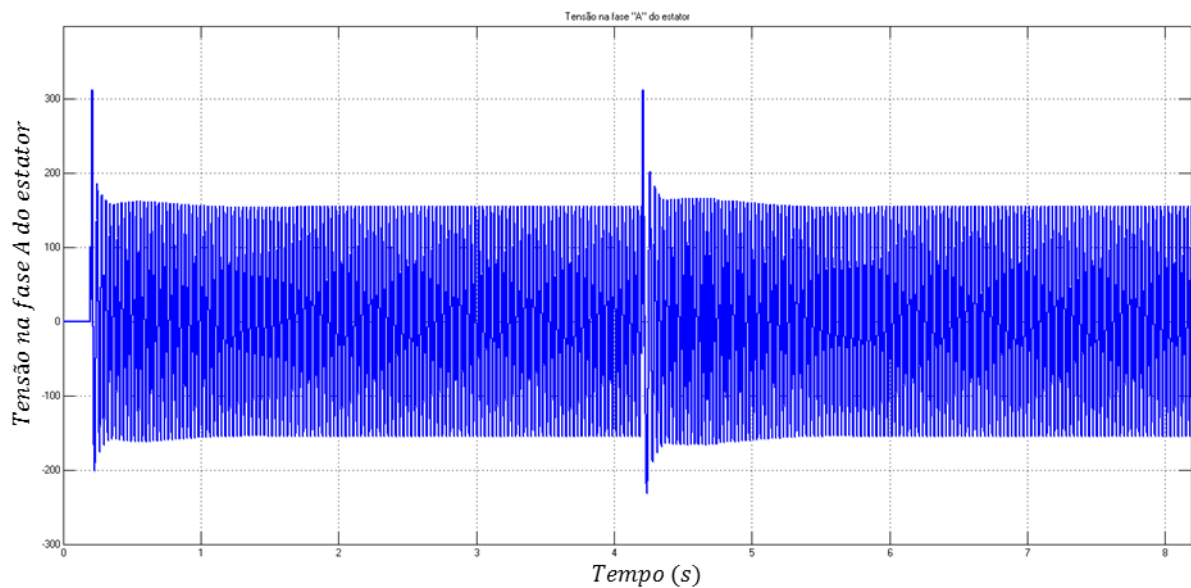


Figura 4.15: Dinâmica da tensão na fase A do estator.

#### 4.4.2 Resposta à rampa

Nesta simulação, é utilizada como referência de velocidade uma rampa de 2000 rpm, em um segundo momento ocorre a inversão de giro do motor passando para -2000 rpm. O valor da amplitude do sobressinal máximo atingido é aproximadamente igual o sobressinal encontrado na simulação para uma resposta do tipo degrau com controle fuzzy. A figura 4.16 mostra a dinâmica da velocidade do motor.

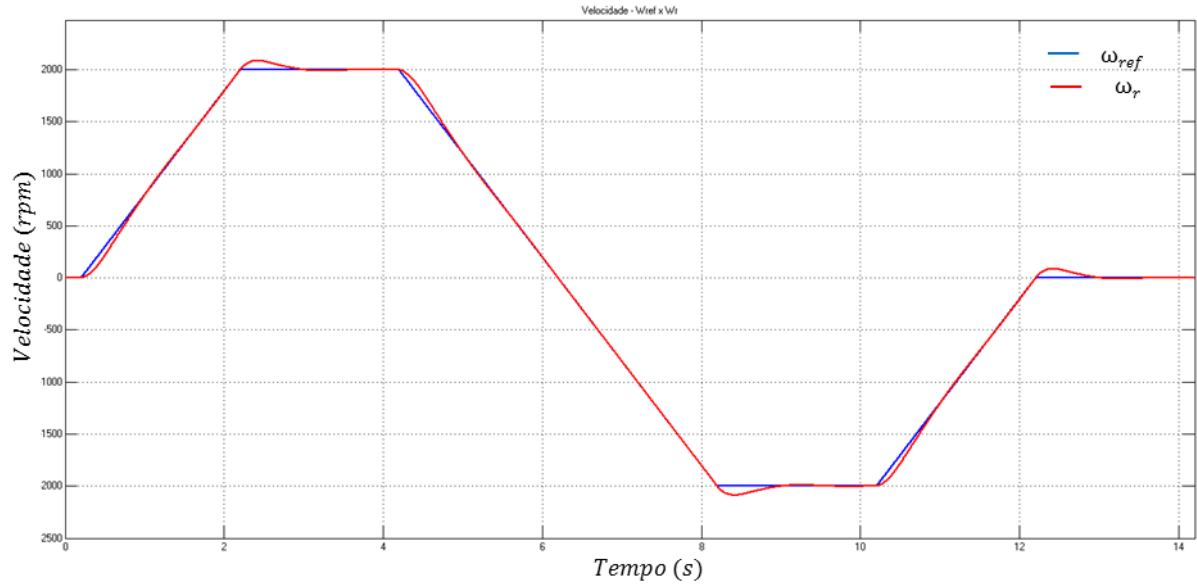


Figura 4.16: Resposta de velocidade à rampa para o controle fuzzy adaptativo.

A figura 4.17 mostra o comportamento do sinal de controle. Observe que a malha de controle de corrente responde bem aos requisitos de projeto, pois a referência de torque gerada pela malha de controle de velocidade é seguida a risca pelo torque gerado pela máquina.

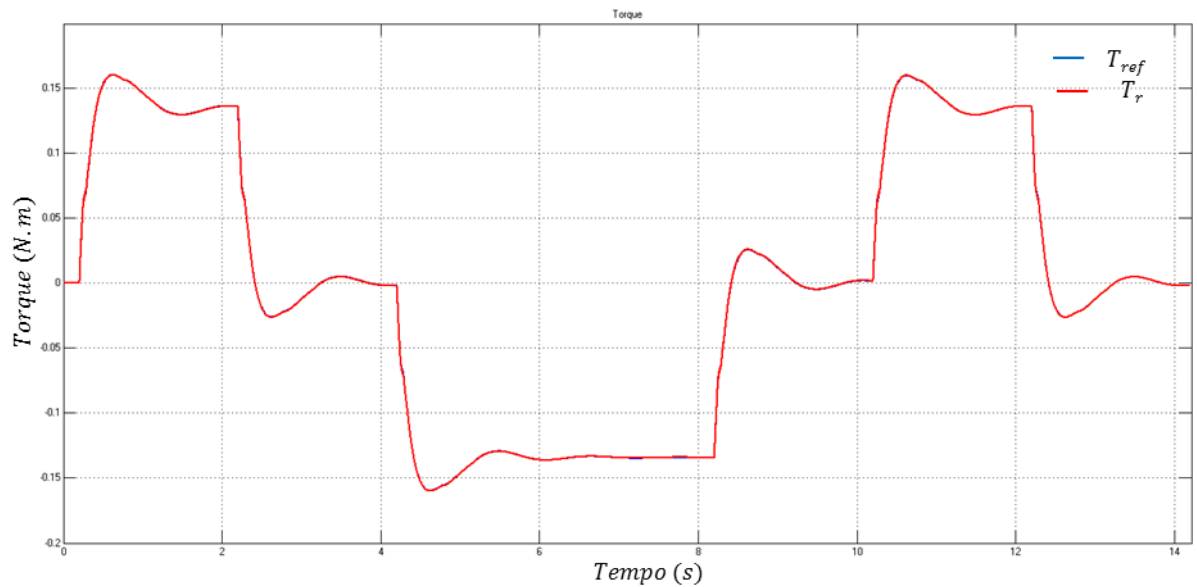


Figura 4.17: Resposta dinâmica do sinal de controle.

Para uma melhor análise, foi observada a curva do sinal de controle de forma ampliada, conforme mostra a figura 4.18. No instante entre 0,2 e 0,3 segundos há uma forma de onda diferente das vistas no capítulo 3 usando somente o controlador PI convencional, veja

que o sistema aqui não responde de forma linear, isto se fez possível porque o controle fuzzy apresenta respostas sistemas não-lineares.

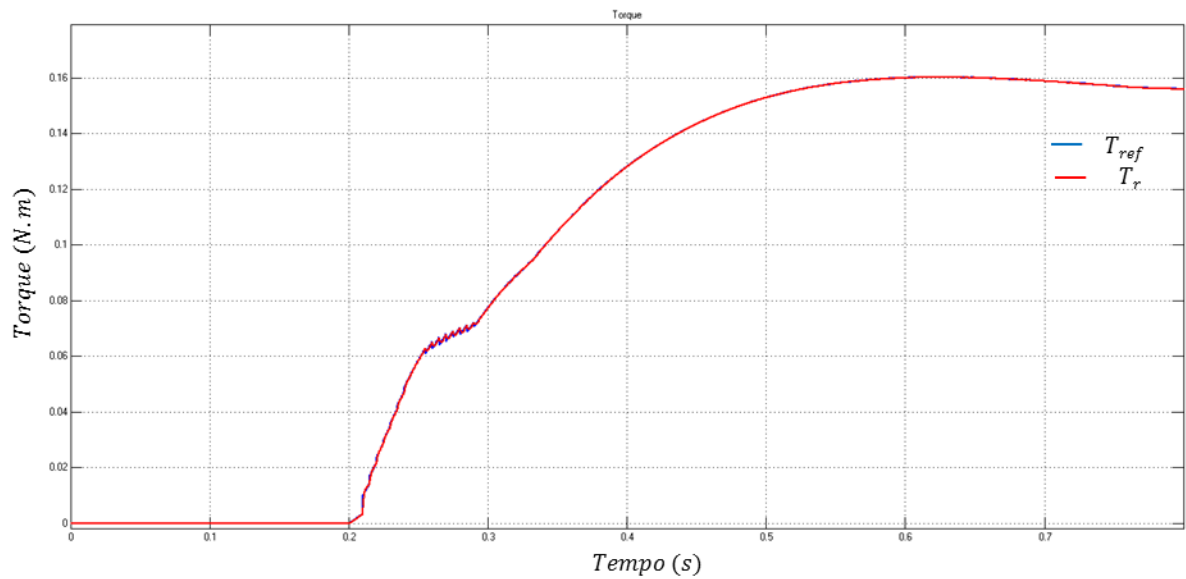


Figura 4.18: Característica não-linear apresentada no sinal de controle.

As figuras 4.19 e 4.20 mostram os ajustes dos ganhos do controlador PI, veja que os ganhos buscam se ajustar de forma que o sistema tenha uma resposta satisfatória.

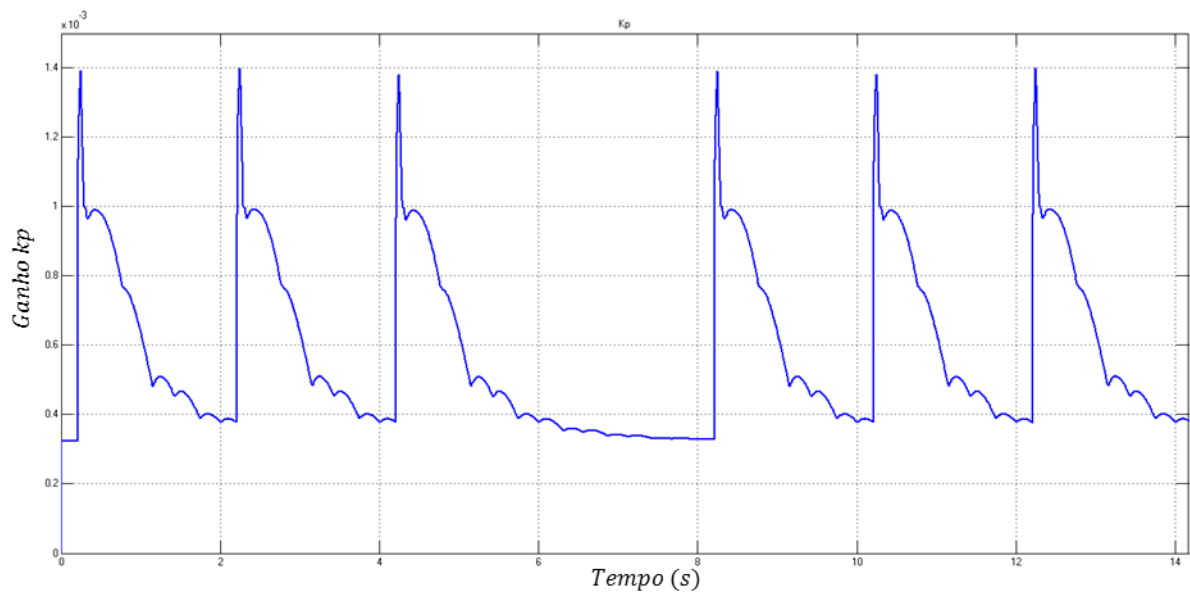


Figura 4.19: Ganho  $K_p$  ajustado.

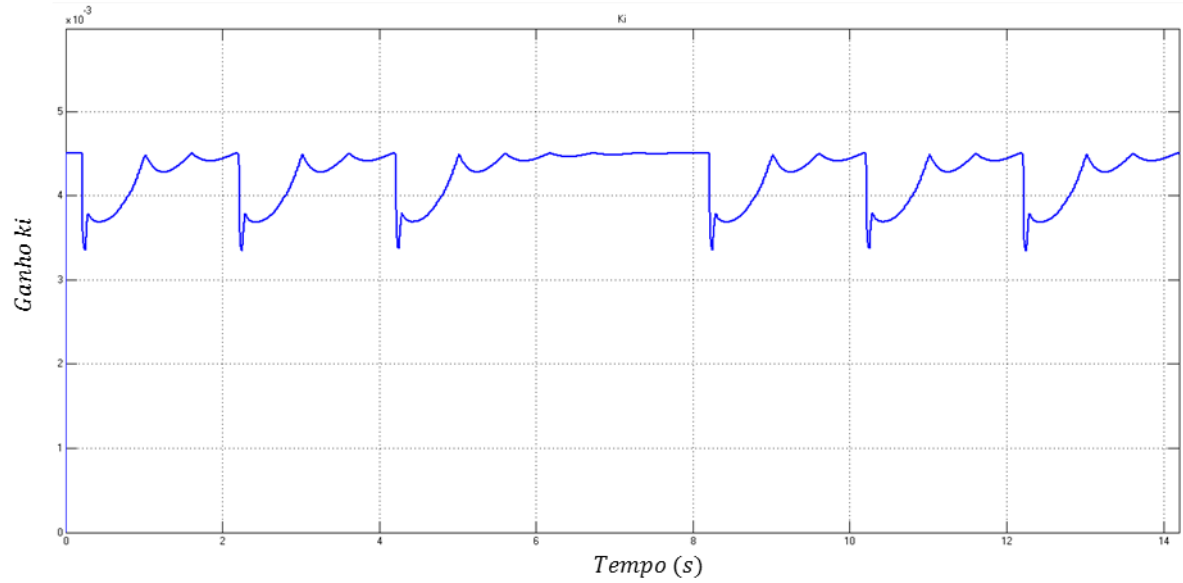


Figura 4.20: Ganho  $K_i$  ajustado.

#### 4.4.3 Resposta à perturbação de carga

Esta simulação tem como objetivo avaliar o desempenho do controlador fuzzy adaptativo quando submetido a uma perturbação de carga.

A rotina de simulação foi considerada uma entrada degrau com duração de 6 s, onde uma perturbação de carga foi adicionada ao sistema no instante 3 segundos. Esta perturbação consiste de um degrau com torque de 0,5 N. A figura 4.21 mostra a resposta de velocidade do controlador na presença de um torque de carga.

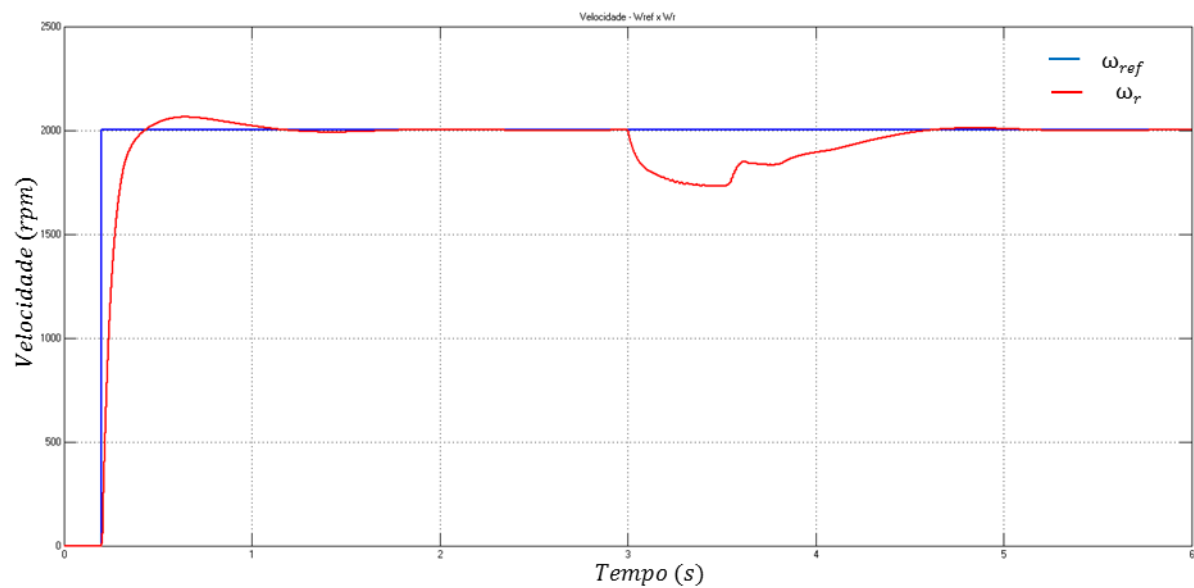


Figura 4.21: Resposta de velocidade com perturbação de carga.

No ato da perturbação a velocidade trouxe a tona um erro de 13% fazendo com que sua velocidade caia e logo sendo restituída pela ação de controle. Note que a curva ocasionada pela adição da carga também apresenta uma não-linearidade, diferente da apresentada na simulação do controle PI onde apresenta uma linearidade na curva nesse ponto.

Outro aspecto observado foi a dinâmica do sinal de controle, veja que no momento da perturbação o valor do torque teve várias oscilações num curto instante de tempo e logo em seguida teve seu valor ajustado pelo controlador, mantendo-o constante, conforme a figura 4.22 mostra:

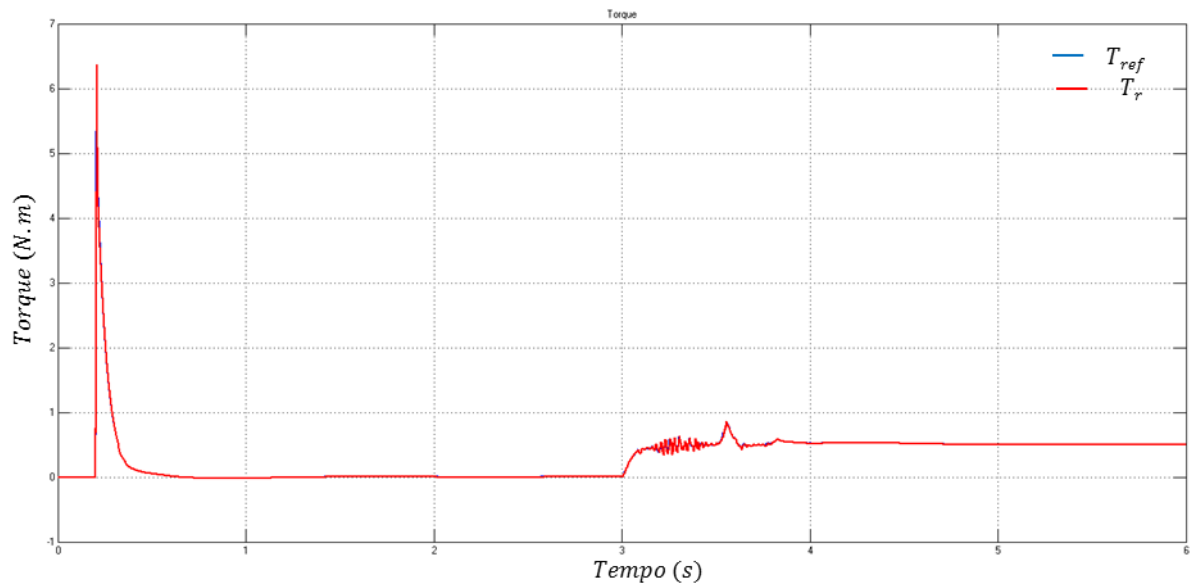
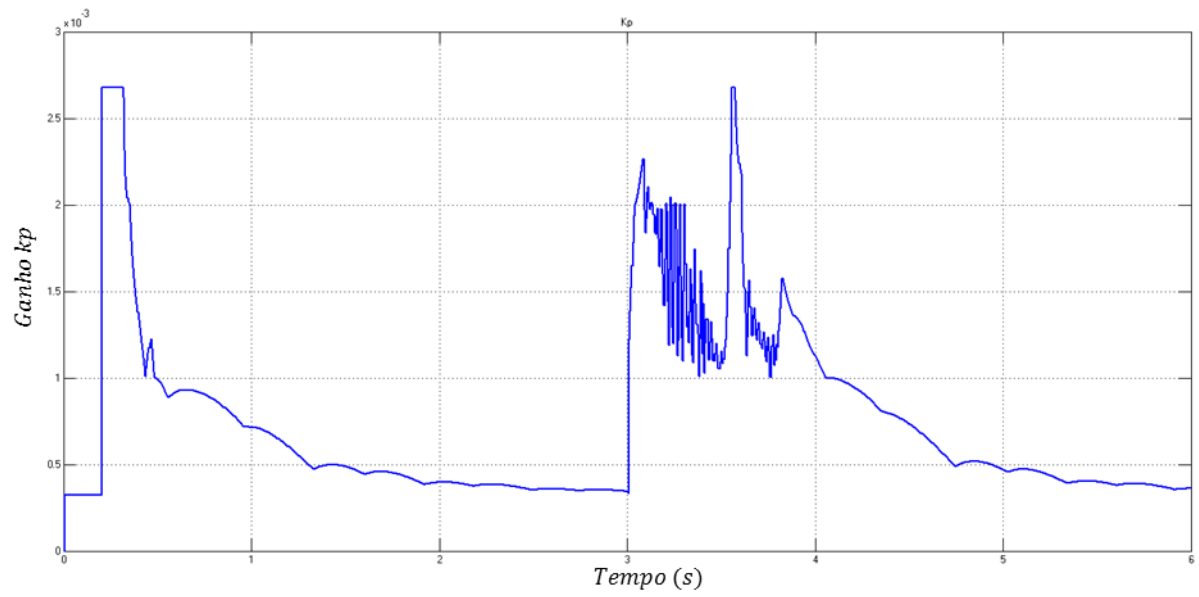
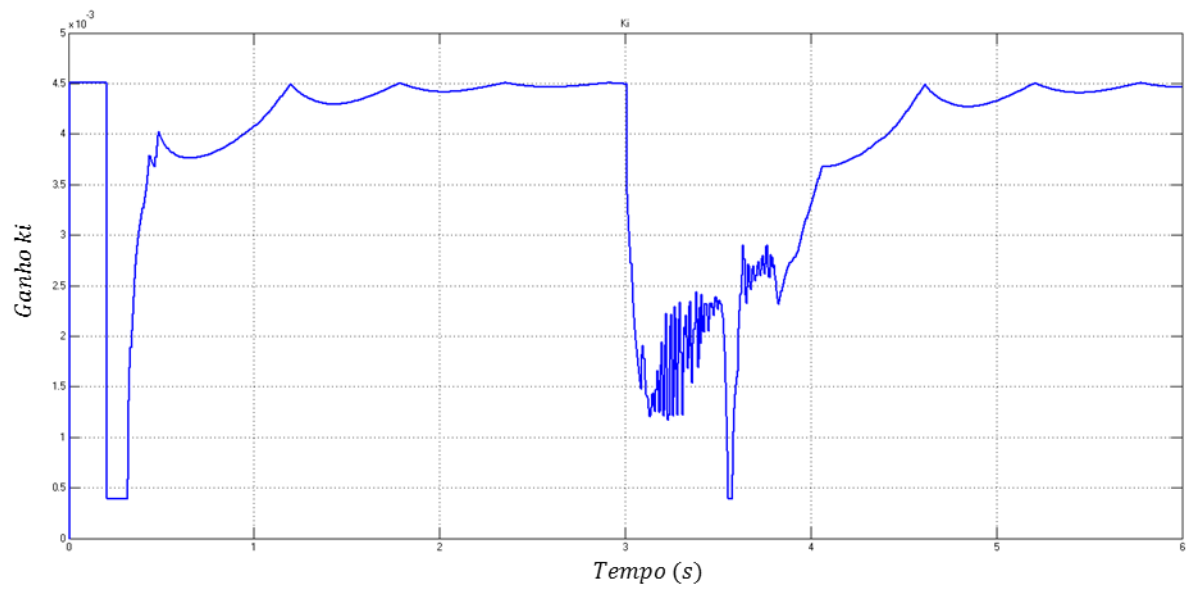


Figura 4.22: Sinal de controle com perturbação de carga.

Com o fim de atender a demanda de carga, o controlador adaptativo fuzzy faz com que os ganhos do controle PI se ajustem de forma a manter a performance do controle da velocidade de maneira satisfatória. Observe que no momento das constantes oscilações ocorridas entre 3 e 4 segundos (como vistas na saída de controle), os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  são alterados, assumindo vários valores nesse curto tempo.

As figuras 4.23 e 4.24 mostram os ganhos do controlador adaptativo, tentando se ajustar de forma a garantir que o controle de velocidade seja estável até no momento em que é feito a adição do torque de carga no sistema.

Figura 4.23: Ganho  $k_p$  com perturbação de carga.Figura 4.24: Ganho  $k_i$  com perturbação de carga.

## CAPÍTULO 5

### CONCLUSÃO

Este trabalho teve como estratégia de controle o uso da técnica do controle vetorial do motor de indução, utilizando como alternativa de controle de velocidade os controladores do tipo PI convencional e no segundo momento o controlador Fuzzy Adaptativo de PI.

O objetivo do trabalho foi implementar um controlador que realize tomadas de decisões baseadas em lógicas similares à humanas. O controle PI com Adaptação Fuzzy foi desenvolvido sendo que o desempenho do mesmo foi comparado com o desempenho de um controlador PI a parâmetros fixos. É importante ressaltar que o trabalho não tem como objetivo fazer um super controlador e sim como mais uma alternativa de controle para regulação de velocidade do motor de indução utilizando a estratégia de controle vetorial. Pois, como dito anteriormente, a modelagem dinâmica do motor de indução é comparada como a de uma máquina de corrente contínua devido a estratégia de controle por orientação de campo, tornando assim a utilização do controle PI convencional com desempenho satisfatório, pois o mesmo também é projetado tendo em vista que sua dinâmica é um sistema de primeira ordem.

O controlador PI teve resultados satisfatórios e dentro do valor aceitável do projeto mesmo em entradas do tipo degrau, rampa e adição de torque de carga. O controlador fuzzy apresenta respostas bem atrativas no controle de velocidade variável, tornando possível a implementação do mesmo em aplicações práticas, pois todos os procedimentos de simulações foram feitos de forma precisa para que o projeto apresentasse características bem próximas das características de funcionamento de um motor de indução.

Baseado na curva de velocidade do motor de indução para cada simulação utilizando ambos os controladores, verifica-se que os do tipo fuzzy apresentaram um melhor resposta, apresentando menores valores de sobressinais, uma dinâmica de resposta mais rápida e tempos menores de acomodação e sem erro de regime permanente.

Apesar do bom desempenho da resposta de velocidade comparado ao controle PI, o controle fuzzy gasta um pouco mais de energia para realizar tal procedimento, como observado nos sinais de controle de ambos os controladores, os do tipo fuzzy nos momentos de pico de velocidade apresentavam torques maiores do que os do controle PI e, conseqüentemente o valor da corrente no *eixo q* maior, pois a dinâmica da corrente nesse eixo é a mesma do sinal de controle.

Com relação ao torque de carga adicionada no sistema, ambos os controladores responderam de forma similar, possuindo um erro de velocidade aproximadamente igual entre si, porém o controlador fuzzy acomoda a velocidade no valor de referência um pouco mais rápido que o controle PI. A ação de controle do controlador PI no momento da ação de carga inserida no sistema, apresenta em sua curva um aumento do torque atingindo um pico de aproximadamente 0,55 N.m e logo se estabilizando em 0,5 N.m com o fim de manter a velocidade na referência de entrada. Já no controlador fuzzy, este torque aumenta de forma oscilatória e por fim tendo um pouco mais de gasto de energia que o controlador PI.

Contudo, ambos os controladores apresentam de forma eficiente e satisfatória seus resultados, sendo que cada controlador possui maior vantagem em um aspecto e menor em outro, cabendo à pessoa decidir quais dos controladores utilizar segundo seus critérios de projeto.

## **5.1 Trabalhos Futuros**

De acordo com resultados apresentados neste do trabalho, verifica-se que há uma necessidade de uma continuação dos estudos. Sendo então lançadas propostas com objetivos de avaliar melhor o desempenho e a técnica de controle vetorial com a utilização de controladores fuzzy no motor de indução trifásico com fim de ter um bom controle no acionamento elétrico de velocidade. As propostas destacam-se em:

- Aplicar variações paramétricas perante a variação de resistência do enrolamento do rotor, a fim de mostrar a dinâmica da estratégia de controle IFOC segundo o desempenho dos controladores clássicos PI e dos controladores fuzzy adaptativo.
- A implementação da estratégia de controle vetorial utilizando controladores fuzzy aplicadas em uma bancada experimental no acionamento elétrico de velocidade variável do motor de indução.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Teixeira, R. B. *Acionamento Vetorial por Controlador Fuzzy Modo Deslizante de Motor de Indução*. Belém, 2010.
- [2] Anaya-Lara, O. *Modelling and Control of Wind Generation Systems*. 2006.
- [3] SENAI - Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial. *Filosofia de Controle Vetorial*. Escola SENAI “Mariano Ferraz”, São Paulo, 2009.
- [4] SENAI - Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial. *Filosofia de Controle Escalar*. Escola SENAI “Mariano Ferraz”, São Paulo, 2009.
- [5] P. C. Krause et al, 2003, C.V. Jones, 1964, I. Barbi, 1985
- [6] Tomaselli, L. C. *Estudo de acionamento à Velocidade Variável para Motores de Indução Monofásicos com Capacitor Permanente para Aplicações em Ventiladores*. Florianópolis, 2004.
- [7] Vuono, E. B. *Uma contribuição ao estudo de controle de alto desempenho de motores de indução trifásicos*. Campinas, 1997.
- [8] Bose, B. K. *Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, 1986.
- [9] Steindorff, A. S. *Método Alternativo de Controle Vetorial Usando Processador Digital de Sinais*. Goiânia, 2003.
- [10] Hernández, J. R. *Implementação Digital Utilizando DSP do Controle por Orientação do Fluxo do Rotor: Métodos Direto e Indireto*. Campinas, 1999.
- [11] Ogata, K. *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, 2002.
- [12] Palma, J. C. *Accionamentos Eletromecânicos de Velocidade Variável*. Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.
- [13] O Conceito “Fuzzy”, 2004. Disponível em: <<http://www4.pucsp.br/~logica/Fuzzy.htm>> Acesso em 18 Jan. 2014.
- [14] Cosenza, C. A. N. *Lógica Fuzzy: Alternativa viável para projetos complexos no Rio de Janeiro*. Rio de Janeiro, 2010.
- [15] Caridá, V. F. *Modelo Adaptativo Fuzzy Genético, Preditivo e Multiobjetivo para Despacho de AGVs*. São Carlo – SP, 2011.
- [16] Fernandes, R. T. *Supervisão de um Sistema Híbrido Eólico/Diesel Usando Lógica Fuzzy*. Campo Grande, 2005.
- [17] Silva Júnior, J. S. *Identificação Paramétrica e Controle Fuzzy de Motor de Indução sob Orientação de Campo*. Tucuruí – PA, 2010.

- [18] *Teoria dos Conjuntos Fuzzy*. Disponível em:  
<<http://xa.yimg.com/kq/groups/21896166/1321335578/name/TEORIA+DOS+CONJUNTOS+FUZZY.pdf>> Acesso em 20 Jan. 2014.
- [19] Baéssa, J. P. D. *Identificação de Sistemas Dinâmicos Não-Lineares Utilizando a Lógica Fuzzy*. Minas Gerais, 2007.
- [20] Ferreira, J. M. P. *Lógica Difusa (Fuzzy)*, 2007. Disponível em:  
<<http://www.din.uem.br/~jmpinhei/IIA/07fuzzy2.pdf>> Acesso em 20 Jan. 2014.
- [21] Almeida, E. H. *Estudo de Controladores Baseados em Lógica Fuzzy*. Ouro Preto, 2006.
- [22] Villate, J. *Indução Eletromagnética*, 2014. Disponível em:  
<[http://def.fe.up.pt/pt/Indução\\_eletromagnética](http://def.fe.up.pt/pt/Indução_eletromagnética)> Acesso em 16 de Jan. 2014.
- [23] *Medição de Curvas de Eficiência de Acionamentos de Velocidade Variável*, 2011. Disponível em: <<http://www.fmtc.be/downloads/Modeling&Control/Motores.pdf>> Acesso em 24 Jan. 2014.
- [24] Puma, J. L. A. *Estratégia de Controle Direto de Torque para Motores de Indução Trifásicos Usando Controladores Fuzzy Tipo Takagi-Sugeno e Controladores por Modos Deslizantes*. Campinas, 2013.
- [25] ANAIS DO II CITENEL. *Supervisão, Controle e Automação de Sistemas – Comparação de Controladores Fuzzy Aplicados ao Controle Secundário do Sistema Amapá*. II Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica. Volume II. Salvador – BA, 2003.
- [26] Rocha, K. P. *Controle de Sistemas não lineares: Um Estudo de Caso na Graduação*. Leopoldina – MG, 2012.
- [27] Gomide, F. A. *Modelagem, Controle, Sistemas e Lógica Fuzzy*. Campinas – SP, 1994.
- [28] Weber, L. *Aplicações da Lógica Fuzzy*. Disponível em:  
<[ftp://ftp.mecanica.ufu.br/LIVRE/SCHP/arquivos/Controle\\_Unicamp/Controle\\_3\\_Logica\\_Fuzzy/laminas\\_fuzzy\\_01.ppt](ftp://ftp.mecanica.ufu.br/LIVRE/SCHP/arquivos/Controle_Unicamp/Controle_3_Logica_Fuzzy/laminas_fuzzy_01.ppt)> Acesso em 18 Jan. 2014.

# APÊNDICE A

## PROGRAMAS DE SIMULAÇÃO MATLAB

### A.1 Parâmetros do Motor

```

%% Parametros do motor de inducao

hp = 0.5;           % Potência nominal em CV;
Pn = 370;          % Potencia nominal em Watts;
f = 60;           % Frequência nominal de alimentação (Hz);
we = 2*pi*60;     % Velocidade elétrica base (rad/s);
P = 2;           % Número de pólos;
wsm = 2/P*we;     % Velocidade síncrona mecânica em rad/s;
Nrm = 3370;       % Velocidade nominal mecânica em rpm;
wrm = Nrm*2*pi/60; % Velocidade nominal mecânica em rad/s;
s = (wsm - wrm)/wsm; % Escorregamento nominal;

Vl = 220;         % Tensão nominal de linha;
Vf = Vl/sqrt(3); % Tensão nominal de fase;
fp = 0.6110;     % Fator de potência;
If = Pn/(sqrt(3)*Vl*fp); % Corrente nominal de fase;

Tn = Pn/wrm;

rs = 21.6;        % Resistência do estator
rr = 11.028;     % Resistência do rotor referida ao estator
Lls = 20.261/we; % Indutância de dispersão do estator;
Lm = 130.282/we; % Indutância de magnetização;
Llr = 20.261/we; % Indutância de dispersão do rotor referida ao
estator;
Ls = Lls + Lm;   % Indutância do estator;
Lr = Llr + Lm;   % Indutância do rotor;
J = 0.0012;     % Momento de inércia;
B = 0;          % Amortecimento natural;

%% Vetor de estados:
x0 = [0 0 0 0 0]'; % Condições iniciais do vetor de estados;
ParametrosMI = [rs rr Ls Lr Lm P J B we];

%% Parâmetros de simulação;

Tm = 0.2;        % Tempo de magnetização
T1 = [0 2 4 6 8 10 12 14] + Tm;
tsim = [0 T1];
wref = [0 0 1 1 0 -1 -1 0 0]*2000;
T2 = [0 0 4 4 8 8 12 12 16 16 20 20 24 24 28] + Tm;
tsim2 = [0 T2];
wref2 = [0 0 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1]*2000;

%% Enfraquecimento de campo;
phin = Vl/we;
wrw = -1.5*Nrm:0.01:1.5*Nrm;
Nw = length(wrw);
phir = zeros(1,Nw);

```

```

for i = 1:Nw;
    if abs(wrw(i)) < Nrm;
        phir(i) = phin;
    else
        phir(i) = phin*Nrm/abs(wrw(i));
    end
end

%% Projeto PI Corrente;
we = 2*pi*60;
rs = 21.6; % Resistência do estator
rr = 11.028; % Resistência do rotor referida ao estator
Lls = 20.261/we; % Indutância de dispersão do estator;
Lm = 130.282/we; % Indutância de magnetização;
Llr = 20.261/we; % Indutância de dispersão do rotor referida ao
estator;
Ls = Lls + Lm; % Indutância do estator;
Lr = Llr + Lm; % Indutância do rotor;
sig = 1 - Lm^2/(Ls*Lr);
tr = Lr/rr;

Kiqs = (1/(sig*Ls))/(rs/(Ls*sig) + (1-sig)/(tr*sig));
tauiq = 1/(rs/(Ls*sig) + (1-sig)/(tr*sig));

num = Kiqs;

qsii = 0.7;
tsi = 0.004;
wni = 3/(tsi*qsii);

Kpi = (2*qsii*wni*tauiq-1)/Kiqs;
Kii = tauiq*wni^2/Kiqs;

%% Controlador de Velocidade:
%%
J = 0.0012; % Momento de inércia;
B = 0.0009; % Amortecimento natural;

Kw = 1/B;
tauw = J/B;

qsiw = 0.7;
tsw = 3;
wnw = 3/(tsw*qsiw);

Kp = (2*qsiw*wnw*tauw-1)/Kw;
Ki = tauw*wnw^2/Kw;

```

## A.2 Parâmetros do Motor

```

%% S-Function motor induçao frame estacionário qd0:

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;

%% Mensagem 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 = 4;
    sizes.DirFeedthrough = 0;
    sizes.NumSampleTimes = 1;

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

%% Transformação de tensões abc para qd0;
% Vetor de tensões abc do estator:
vabcs = [vas;
         vbs;
         vcs];

% Matriz de transformação abc para qd0 em frame de referencia estacionário:
Tqd0 = 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 qd0 do estator:
vqd0s = Tqd0*vabcs;
vqs = vqd0s(1,1);
vds = vqd0s(2,1);

%% Variáveis de estado:
iqs = x(1,1);
ids = x(2,1);
Phiqr = x(3,1);
Phidr = x(4,1);
wr = x(5,1);

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

%iqr = (-Lm*Ls*iqs + Ls*Phiqr)/(Ls*Lr - 2*Lm^2);
%idr = (-Lm*Ls*ids + Ls*Phidr)/(Ls*Lr - 2*Lm^2);
Phiqs = sig*Ls*iqs + (Lm/Lr)*Phiqr;
Phids = sig*Ls*ids + (Lm/Lr)*Phidr;

%% Torque eletromagnético:
Te=(3/2)*(P/2)*(Phids*iqs - Phiqs*ids);

%% Equações de estado (derivadas):
% Equações dinâmicas dx/dt = f(x,u);

piqs = -(rs/(Ls*sig)+(1-sig)/(sig*tr))*iqs + Lm/(sig*Ls*Lr*tr)*Phiqr -
Lm/(sig*Ls*Lr)*wr*Phidr + 1/(sig*Ls)*vqs;
pids = -(rs/(Ls*sig)+(1-sig)/(sig*tr))*ids + Lm/(sig*Ls*Lr)*wr*Phiqr +
Lm/(sig*Ls*Lr*tr)*Phidr + 1/(sig*Ls)*vds;
pPhiqr = Lm/tr*iqs - 1/tr*Phiqr + wr*Phidr;
pPhidr = Lm/tr*ids - wr*Phiqr - 1/tr*Phidr;
pwr = 1/J*(Te - Tl - B*wr);

variaveis=[Te; iqs; ids; vqs; vds];

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

```

```
function sys = Saida(t,x,u)
    global variaveis
    Torque = variaveis(1);
    iqs = x(1);
    ids = x(2);
    wr=x(5);
    s = 0.0639;
    Nrm = wr*60/(2*pi)*(1-s);
    sys = [Torque;Nrm;ids;iqs];
```