UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira

**Controle Vetorial da Máquina de
Indução por Modos Deslizantes Integral
Utilizando Método de *Anti-windup***

Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira

Controle Vetorial da Máquina de
Indução por Modos Deslizantes Integral
Utilizando Método de *Anti-windup*

Dissertação de mestrado apresentada ao
Programa de Engenharia Elétrica da Escola
de Engenharia de São Carlos como parte
dos requisitos para a obtenção do título de
Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas dinâmicos

Orientador: Manoel Luís de Aguiar

São Carlos

2016

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na
EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

O48c Oliveira, Carlos Matheus Rodrigues de
 Controle Vetorial da Máquina de Indução por Modos
 Deslizantes Integral Utilizando Método de Anti-windup /
 Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira; orientador Manoel
 Luís de Aguiar. São Carlos, 2016.

 Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação
 em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
 Sistemas Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São
 Carlos da Universidade de São Paulo, 2016.

 1. Controlador por Modos Deslizantes Integral. 2.
 Motor de Indução. 3. Controle de Velocidade. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **CARLOS MATHEUS RODRIGUES DE OLIVEIRA.**

Título da dissertação: "Controle vetorial da máquina de indução por modos deslizantes integral utilizando método de *anti-windup*".

Data da defesa: 17/03/2016

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Manoel Luís de Aguiar (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Marcelo Favoretto Castoldi**
(Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

APROVADO

Prof. Dr. **Claudionor Francisco do Nascimento**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

Dedico este trabalho aos meus pais Carlos e Leide.

Agradecimentos

Agradeço a Deus em primeiro lugar, por ter me dado apoio incondicional.

Ao Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar pela excelente orientação ao longo deste trabalho e esclarecimento de inúmeras dúvidas sobre máquinas elétricas e conceitos práticos no desenvolvimento da bancada experimental de ensaios.

Ao Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro pelo apoio e por todas as discussões a respeito do controlador por modos deslizantes aplicado a máquinas elétricas.

Aos meus pais, irmãos e minha namorada Suzana pelo apoio, incentivo, confiança depositada em mim, pelos conselhos e palavras de motivação nos momentos difíceis.

A todos os amigos que tive o prazer de fazer em São Carlos.

A Escola de Engenharia de São Carlos pelo suporte fornecido no decorrer deste trabalho e a CAPES pelo apoio financeiro.

*“The two most important days in your life are the day you were born and the day you
find out why”, **Mark Twain.***

Resumo

Oliveira, Carlos **Controle Vetorial da Máquina de Indução por Modos Deslizantes Integral Utilizando Método de *Anti-windup***. 109 p. Dissertação de mestrado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2016.

Neste trabalho é proposto um estudo envolvendo o controle vetorial do Motor de Indução Trifásico, compreendendo o uso da teoria de modos deslizantes nas malhas de controle de fluxo e velocidade na estratégia de Controle Vetorial por Orientação Indireta de Campo (*Indirect Field Oriented Control*, IFOC), visando sobretudo, melhorar tanto o desempenho dinâmico quanto o problema de *chattering*. Para tanto, aborda-se o uso de uma função de chaveamento suave, analisando suas características perante o uso de diferentes superfícies de deslizamento. Com base nessas análises, tem-se a proposta de um controlador por modos deslizantes integral, englobando o uso de uma superfície de deslizamento integral em conjunto com um método de *anti-windup*, sendo tal método baseado em uma função triangular. Para verificar a atratividade às superfícies de fluxo e velocidade, é realizada uma investigação quanto ao uso de uma parcela paramétrica como ação de controle, dada pelo termo equivalente. Com o objetivo de analisar a topologia de controle proposta, resultados são obtidos por meio de simulação e de uma bancada experimental considerando diferentes condições de operação. Desta forma, os resultados foram divididos em testes, visando abordar o problema do *chattering* e diferenças do controlador proposto perante os convencionais. De maneira geral, a topologia de controle apresentou resultados melhores aos encontrados na literatura, podendo ser uma opção em sistemas que requerem acionamento de alto desempenho dinâmico.

Palavras-chave: Controlador por Modos Deslizantes Integral. Motor de Indução. Controle de velocidade.

Abstract

Oliveira, Carlos **Vector Control of Induction Machine with Integral Sliding Mode Controller using Anti-windup Method**. 109 p. Master Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2016.

This work deals with the vector control in a three-phase induction motor, applying the sliding mode theory to both the flux and the speed control loops in the Indirect Field Oriented Control strategy. It aims to improve the dynamic performance regarding the chattering problem. Therefore, the use of a smooth switching function is addressed, analyzing the outcomes achieved by different sliding surfaces. Based on these analysis, an Integral Sliding Mode Controller is proposed employing an integral sliding surface along with an anti-windup method based on a triangular function. In order to verify the attractiveness of the flux and the speed surfaces, an investigation regarding the use of a parametric portion as control action is carried out. The proposed control strategy is verified by means of simulations and experiments on test bench for different operating conditions. This way, the results are split in tests aiming to approach chattering problems and the differences between the proposed and traditional control strategies. Genarally, the outcomes of the proposed topology are better with those found on literature, pointing it as a viable choice to drive high dynamic performance demanding systems.

Keywords: Integral Sliding Mode Controller. Induction Motor. Speed control.

Lista de ilustrações

Figura 1	Representação dos sistemas de coordenadas trifásicas e ortogonal. . . .	36
Figura 2	Plano complexo e referenciais arbitrários.	39
Figura 3	Referencial no fluxo do rotor.	44
Figura 4	Modelo dinâmico completo do MIT em campo orientado (rotor).	46
Figura 5	Modelo simplificado do MIT em campo orientado (rotor).	47
Figura 6	Diagrama da estratégia IFOC com referencial no fluxo do rotor.	47
Figura 7	Gráfico da função de chaveamento sinal.	51
Figura 8	Implementação de um CMD, sendo (a) o diagrama de um CMD e (b) o gráfico da ação de controle e da superfície de deslizamento no tempo.	52
Figura 9	Gráfico da função de chaveamento tangente hiperbólica.	55
Figura 10	Diagrama do controle vetorial IFOC com o acionamento do MIT utilizando o CMDI-AW.	61
Figura 11	Função de chaveamento saturação.	62
Figura 12	Função triangular representada por ϕ_x	65
Figura 13	Limites de $\zeta_x \phi_x$ para que a condição de atratividade seja satisfeita na malha de velocidade, considerando em (a) qualquer valor arbitrário e em (b) apenas valores positivos de $\zeta_x \phi_x$	70
Figura 14	Limites de $\zeta_x \phi_x$ para que a condição de atratividade seja satisfeita na malha de fluxo, considerando em (a) qualquer valor arbitrário e em (b) apenas valores positivos de $\zeta_x \phi_x$	72
Figura 15	Diagrama do esquema de simulação composto por blocos da <i>toolbox SimPowerSystems</i> , sendo que (a) representa o sistema de acionamento, (b) os sensores de corrente, (c) MIT e (d) <i>S-function</i> (sistema de controle).	74
Figura 16	Esquema geral da bancada experimental de ensaios.	76
Figura 17	Estrutura do controlador PI utilizando o método <i>anti-windup back-calculation</i>	79

Figura 18	Diagrama do controle vetorial IFOC com o acionamento do MIT utilizado nos ensaios.	81
Figura 19	Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando a função de chaveamento sinal no CMD, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental. . . .	82
Figura 20	Correntes trifásicas ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando a função de chaveamento sinal no CMD, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.	83
Figura 21	Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando o PI com método <i>anti-windup back calculation</i> , sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.	85
Figura 22	Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando o CMD convencional, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.	86
Figura 23	Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando o CMDI convencional, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.	87
Figura 24	Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando o CMDI-AW, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.	88
Figura 25	Resposta de ω_{mec} e i_{qs} ao sinal de referencia senoidal com frequência de 0,5 Hz e velocidade de pico de 2500 RPM, utilizando o CMDI-AW, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental. . . .	89
Figura 26	Resposta de i_{mr} e i_{ds} ao sinal de referencia senoidal com frequência de 0,5 Hz e velocidade de pico de 2500 RPM, utilizando o CMDI-AW, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental. . . .	90
Figura 27	Resposta das correntes trifásicas ao sinal de referencia senoidal com frequência de 0,5 Hz e velocidade de pico de 2500 RPM, utilizando o CMDI-AW, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.	91

Lista de tabelas

Tabela 1	Parâmetros do Motor de Indução Trifásico.	66
Tabela 2	Principais características do sensor de corrente HXS-20NP	76
Tabela 3	Principais características do sensor de tensão LV 20-P	77
Tabela 4	Parâmetros dos controladores.	80
Tabela 5	Controladores utilizados durante os testes.	81

Lista de siglas

CC Corrente Contínua

CA Corrente Alternada

CMD Controlador por Modos Deslizantes

CMDI Controlador por Modos Deslizantes Integral

CMDI-AW Controlador por Modos Deslizantes Integral com *Anti-windup*

CPR Contagem por Revolução - *Counts per Revolution*

DTC Controle Direto de Torque - *Direct Torque Control*

DFOC Controle Vetorial por Orientação Direta de Campo - *Direct Field Oriented Control*

DSP Processador Digital de Sinais - *Digital Signal Processor*

FOC Controle por Orientação de Campo - *Field Oriented Control*

IFOC Controle por Orientação Indireta de Campo - *Indirect Field Oriented Control*

IGBT *Insulated-Gate Bipolar Transistor*

MIT Motor de Indução Trifásico

MRAC Controle por Modelo de Referência Adaptativo - *Model Reference Adaptive Control*

MCC Motor de Corrente Contínua

PI Proporcional Integral

PID Proporcional Integral Derivativo

PWM Modulação por Largura de Pulso - *Pulse Width Modulation*

QEP *Quadrature Encoder Pulse Unit*

RNA Rede Neural Artificial

SD Superfície de Deslizamento

SDI Superfície de Deslizamento Integral

SVM Modulação por Vetores Espaciais - *Space Vector Modulation*

Lista de símbolos

ρ_r	Ângulo do fluxo do rotor
ρ_s	Ângulo do fluxo do estator
$(\cdot)_{\alpha,\beta}$	Subscritos que definem a componente real e imaginário no referencial estacionário, respectivamente
$(\cdot)_{a,b,c}$	Subscritos que definem as grandezas das fases a , b e c , respectivamente
$(\cdot)_{d,q}$	Subscritos que definem a componente real e imaginário no referencial fixo em um dos fluxos, respectivamente
$(\cdot)_{r,s}$	Subscritos que definem as grandezas do rotor e estator, respectivamente
$(\cdot)_{x,y}$	Subscritos que definem a componente real e imaginário no referencial fixo no rotor, respectivamente
$\smile$	Denota o conjugado complexo do termo
Δ	Define a banda de histerese
κ	Fator de deslocamento espacial ou angular
λ	Deslocamento do vetor que representa o referencial genérico em relação ao referencial estacionário
ω_λ	Velocidade angular do referencial genérico
ω_{esc}	Frequência de escorregamento
ω_{mh}	Velocidade angular do fluxo principal
ω_{mr}	Velocidade angular do fluxo do rotor
ω_s	Velocidade angular do fluxo do estator

ϕ_x	Função triangular
σ	Coeficiente de dispersão global
$\underline{\psi}$	Fluxo na notação matricial
$\underline{i}$	Corrente na notação matricial
$\underline{v}$	Tensão na notação matricial
$\vec{\psi}_r$	Vetor do fluxo do rotor no referencial síncrono
$\vec{\psi}_s$	Vetor do fluxo do estator no referencial síncrono
$\vec{\psi}_{1s}^r$	Vetor fluxo do estator no referencial do rotor
$\vec{\psi}_{1s}$	Vetor fluxo do estator no referencial estacionário
$\vec{\psi}_m$	Vetor do fluxo principal no referencial síncrono
$\vec{i}_r$	Vetor da corrente do rotor no referencial síncrono
$\vec{i}_s$	Vetor da corrente do estator no referencial síncrono
$\vec{i}_{1s}^r$	Vetor corrente do estator no referencial do rotor
$\vec{i}_{1s}$	Vetor corrente do estator no referencial estacionário
$\vec{v}_r$	Vetor da tensão do rotor no referencial síncrono
$\vec{v}_s$	Vetor da tensão do estator no referencial síncrono
$\vec{v}_{1s}^r$	Vetor tensão do estator no referencial do rotor
$\vec{v}_{1s}$	Vetor tensão do estator no referencial estacionário
ζ_x	Ganho da superfície de deslizamento
e_x	Erro da variável de estado
e_{xM}	Erro máximo admitido da variável de estado
F	Coeficiente de atrito viscoso
$f_{\alpha\beta}$	Grandezas ortogonais das tensões, correntes e fluxos
f_{abc}	Grandezas trifásicas das tensões, correntes e fluxos
$hys(.)$	Função de chaveamento histerese
i_{mr}	Corrente de magnetização do fluxo do rotor

J	Momento de inércia
K_b	Ganho do método de <i>anti-windup back calculation</i> do controlador PI
K_i	Ganho integral do controlador PI
K_M	Constante que define a amplitude do valor de saída do controlador por modos deslizantes
K_p	Ganho proporcional do controlador PI
K_s	Ganho que delimita a saturação do controlador PI
K_ω	Constante do torque
K_{satx}	Constante que define a inclinação da função de chaveamento saturação
K_{sat}	Constante normalizada que define a inclinação da função de chaveamento saturação
K_{trgx}	Constante que define o ganho da função triangular
K_{trg}	Constante normalizada que define o ganho da função triangular
L_m	Indutância principal
L_r	Indutância do rotor
L_s	Indutância do estator
$L_{\sigma r}$	Indutância de dispersão do rotor
$L_{\sigma s}$	Indutância de dispersão do estator
p	Número de pares de pólos
R_r	Resistência do rotor
R_s	Resistência do estator
R_{mc}	Resistência de medição do sensor de corrente
R_{mt}	Resistência de medição do sensor de tensão
$S(.)$	Superfície de deslizamento
$sat(.)$	Função de chaveamento saturação
$sgn(.)$	Função de chaveamento sinal
t	Tempo

T_l	Torque de carga
T_r	Constante de tempo do rotor
T_s	Constante de tempo do estator
$T_{\alpha\beta 0}$	Matriz de transformação $\alpha\beta$
T_{el}	Torque eletromagnético
u	Saída do controlador por modos deslizantes
u_c	Ação de controle
u_{equ}	Termo de controle equivalente
u_{med}	Valor médio de saída do controlador por modos deslizantes
u_n	Termo de controle chaveado

Sumário

1	Introdução	27
1.1	Motivação do trabalho e relevância	27
1.2	Objetivos	31
1.3	Organização do trabalho	31
1.4	Publicações	32
2	Modelagem e Estratégia de Controle da Máquina de Indução	35
2.1	Introdução	35
2.2	Modelagem dinâmica	35
2.3	Controle por Orientação de Campo (FOC)	42
2.4	Conclusões Parciais	48
3	Controle Vetorial do Motor de Indução por Modos Deslizantes	49
3.1	Introdução	49
3.2	Controle por Modos Deslizantes	51
3.2.1	Estrutura Básica	51
3.2.2	Controle por Modos Deslizantes aplicado ao MIT	52
3.2.3	Análise do CMD pelo Método do Controle Equivalente	56
3.3	Controlador por Modos Deslizantes Integral com <i>Anti-windup</i> (CMDI-AW)	60
3.3.1	Aproximação da Função de Chaveamento Ideal	60
3.3.2	Superfície de Deslizamento	62
3.3.3	Verificação Matemática	66
4	Procedimentos de Simulação e Bancada Experimental	73
4.1	Procedimentos das Simulações	73
4.2	Bancada experimental	75
5	Resultados	79
5.1	Introdução	79

5.2	Teste 1 - Análise do <i>Chattering</i>	81
5.3	Teste 2 - Velocidade constante com variação de carga	84
5.4	Teste 3 - Sinal de Referência senoidal	88
6	Conclusões	93
6.1	Conclusões Gerais	93
6.2	Diretivas Futuras	94
	Referências	97
	Apêndices	103
	APÊNDICE A <i>Hardwares</i>	105
A.1	Circuito do Sensor de Corrente (HXS-20NP)	105
A.2	Circuito do Sensor de Tensão (LV 20-P)	106
A.3	Hardware de interface DSP	107

Introdução

1.1 Motivação do trabalho e relevância

As máquinas elétricas são amplamente utilizadas em ambientes industriais, comerciais e domésticos, compreendendo uma grande variedade de equipamentos. Nos países desenvolvidos, motores elétricos representam uma grande parcela do consumo de energia, sendo geralmente responsável por 66% do consumo industrial ou 40% de toda a energia consumida (SAIDUR, 2010). Neste contexto, é possível citar diversas aplicações onde se requerem motores elétricos e dentre essas são encontrados sistemas que necessitam velocidade variável, tal como bombas, ventiladores, compressores, guinchos, correias transportadoras, fresadoras, mandriladoras, elevadores entre outras (TRZYNADLOWSKI, 2001).

De maneira geral, para aplicações como essas, originalmente o Motor de Corrente Contínua (MCC) era dominante e prevalecia como opção de uso principalmente por apresentar facilidade em seu controle. Entretanto, estes motores estão associados a algumas desvantagens, tais como: alto custo se comparado a motores de indução de mesma potência, problemas de comutação com escovas e comutadores, além de restrição quanto a operação em alguns ambientes. Por outro lado, com o desenvolvimento da eletrônica de potência, microprocessadores e das técnicas de controle relacionadas ao Motor de Indução Trifásico (MIT), os MCCs foram substituídos progressivamente com o passar do tempo (ZELECHOWSKI, 2005; VERUCCHI; RUSCHETTI; KAZLAUSKAS, 2013).

Do ponto de vista de controle e em comparação com o MCC, o MIT representa um sistema dinâmico não linear de ordem superior com complexidade em seu modelo, possui acoplamento entre as grandezas responsáveis pela produção de torque e fluxo, incertezas dos parâmetros elétricos e ainda necessita de uma tensão de Corrente Alternada (CA) de frequência e amplitude variável (LAZARINI, 2008; ZELECHOWSKI, 2005). Desta forma, os pesquisadores tem persistido no desenvolvimento de técnicas para contornar as dificuldades e aperfeiçoar o controle do MIT com elevado desempenho. Dentre os métodos convencionais de controle do mesmo podem ser citados o controle escalar “tensão/frequência”

V/F e os vetoriais: Controle por Orientação de Campo - *Field Oriented Control* (FOC) e o Controle Direto de Torque - *Direct Torque Control* (DTC)) (VAS, 1990; BOSE, 2002).

O controle escalar V/F ajusta simultaneamente a amplitude e frequência da tensão, mantendo constante a proporção entre as grandezas, com o objetivo de manter o fluxo magnético nominal. Devido a sua simplicidade na implementação comparado com as técnicas FOC e DTC, o controle escalar V/F é amplamente utilizado em ambientes industriais, mesmo que não proporcione alto desempenho dinâmico no regime transitório (ZELECHOWSKI, 2005).

As estratégias vetoriais de controle citadas, FOC e DTC, atuam simultaneamente nas magnitudes, fase e frequência das grandezas elétricas, atuando diretamente sobre o vetor de tensão. Isto proporciona uma melhora significativa no desempenho dinâmico se comparado ao controle escalar V/F (ZELECHOWSKI, 2005).

Inicialmente, os melhores resultados foram alcançados com o uso da estratégia de controle FOC proposta por Blaschke (1972), tendo em vista que nesta técnica é possível controlar o torque e fluxo de maneira independente. Nesta estratégia as equações do MIT são transformadas em um sistema de coordenadas que gira em sincronismo com um dos vetores de fluxo, garantindo o desacoplamento entre o fluxo e o torque em regime permanente (ZELECHOWSKI, 2005).

A estratégia de controle DTC é considerada uma alternativa ao FOC, sendo proposta inicialmente por Takahashi e Noguchi (1986), no qual é caracterizada pelo controle direto do vetor fluxo do estator e do torque eletromagnético. Diferente da estratégia de controle FOC, não é necessário o uso de transformação de coordenadas e nem módulos de geração de modulação, requerendo menor esforço computacional. Inicialmente, nessa técnica foi proposta a utilização de controladores de histerese, correspondendo a uma operação *on-off* e, portanto, proporcionando uma operação do inversor com frequência variável e ainda elevados *ripples* de torque (LINS, 2001). Destaca-se ainda, que neste caso, a topologia é classificada na literatura como DTC clássico.

Para eliminar as desvantagens do DTC clássico, ocasionadas pelos controladores de histerese e ainda eliminar o uso da tabela de vetores, Xue et al. (1990) propôs uma estratégia similar, conhecida como DTC-SVM. Nesta estratégia, a tabela de vetores é substituída pela modulação de vetores espaciais (Modulação por Vetores Espaciais - *Space Vector Modulation* (SVM)), substituindo os controladores de histerese pelos convencionais controladores Proporcional Integral (PI). Vale ressaltar, que a frequência de chaveamento se mantém constante, diminuindo as perdas por chaveamento.

As principais dificuldades no controle de alto desempenho do MIT estão relacionadas ao fornecimento de uma tensão com frequência ajustável e tratamento das não linearidades, além das incertezas de seus parâmetros. Essas dificuldades se agravam se relacionadas a outros fatores como: efeito da curva de magnetização do fluxo eletromagnético, alimentação desequilibrada, efeito das componentes harmônicas, variações paramétricas do motor

em função do aumento da temperatura e possível assimetria do motor, transformando-o em um sistema altamente não linear (TRZYNADLOWSKI, 2001). Neste contexto, diz-se que o modelo do MIT é de difícil solução matemática, surgindo a necessidade de controladores que superem esses problemas e forneçam alto desempenho dinâmico.

Embora o controlador PI seja o mais utilizado em acionamento de máquinas elétricas, em algumas situações onde existe variações paramétricas e incertezas, ele é incapaz de fornecer o desempenho desejado (HARNEFORS; HINKKANEN, 2013). Desta maneira, outros controladores podem ser citados como alternativa, tais como: as técnicas de sistemas inteligentes, controle adaptativo por modelo de referência, controladores auto-sintonizantes e técnicas baseadas na teoria de controle por estrutura variável, entre outros (VERMA; CHAKRABORTY, 2014; UDDIN; HUANG; HOSSAIN, 2014; HAFEEZ et al., 2014).

Dentro da teoria de controle por estrutura variável é possível encontrar o Controlador por Modos Deslizantes (CMD), o qual se fundamenta no máximo esforço de controle (UTKIN, 1992). O CMD é destinado a problemas específicos de sistemas não lineares, sendo possível aplicá-lo em problemas que existem imprecisão do modelo, variações de parâmetros e distúrbios (desde que os limites superiores dos seus valores absolutos sejam conhecidos), como o MIT (SHTESSEL et al., 2014).

O interesse na técnica CMD aplicada ao MIT está relacionado principalmente a sua simplicidade de sintonia com baixo esforço computacional. Além disso, possui grande capacidade de contornar os efeitos da variação paramétrica sob condições dinâmicas. Tais variações podem estar relacionadas à diversos problemas, dentre os quais podem ser citados: variação na temperatura dos enrolamentos, não linearidades do inversor, saturação e ainda cargas desconhecidas (PATEL et al., 2014).

Embora o CMD forneça ao sistema uma dinâmica rápida e robusta a incertezas paramétricas, o mesmo é caracterizado por um efeito conhecido como *chattering*, resultado da operação de chaveamento em alta frequência (UTKIN; GULDNER; SHI, 2009).

O problema do *chattering* descreve um fenômeno de oscilação com frequência e amplitude finita que é muito comum em diversas implementações envolvendo o CMD (PANCHADE; CHILE; PATRE, 2013). Devido principalmente a esse problema, os pesquisadores tem mantido esforços para amenizar o efeito do *chattering* e manter a resposta que o controlador apresenta por natureza. Na literatura *chattering* também está relacionado a um ruído acústico no sistema mecânico (WAI; SU, 2006; RAJENDRAN; JENA, 2014).

Diversos trabalhos podem ser encontrados na literatura dedicados à redução de *chattering*, sendo que muito destes propõem o uso do filtro-passa baixa na saída do controlador (FREITAS, 1995; BEN et al., 2014). O filtro, no entanto, gera atrasos e quando mal projetado pode afetar o desempenho de todo o sistema de controle, no caso do MIT, enfraquecendo o torque eletromagnético. O problema pode ser minimizado por meio de uma frequência de corte variável (MIN-HO; YOUNG-REAL; KYUNG-SEO, 1989).

Durante os últimos anos, algumas técnicas tem sido utilizadas em conjunto com o

CMD, tendo como objetivo explorar suas potencialidades e desenvolver um controlador mais robusto. Dentre essas técnicas, pode ser encontrado o uso do controle adaptativo e sistemas inteligentes como a Rede Neural Artificial (RNA) e a lógica *Fuzzy* (EL-SOUSY, 2013; PUPADUBSIN et al., 2012; SAGHAFINIA et al., 2015). De maneira geral, algumas vezes o uso dessas técnicas pode aumentar a complexidade do controlador e, portanto, perder uma de suas maiores vantagens.

Um dos métodos mais simples de redução de *chattering* está na mudança da função de chaveamento. A teoria de modos deslizantes propõe o uso da função sinal como função de chaveamento ideal, garantindo elevado nível de robustez a distúrbios e incertezas (HUNG; GAO; HUNG, 1993). No entanto, em diversas aplicações o *chattering* se torna excessivo e em conjunto com a capacidade limitada dos processadores, é difícil o uso da mesma, especialmente no controle do MIT, onde a frequência de chaveamento nos semicondutores de potência é limitada.

Para solucionar esse problema, diversos autores propõem o uso de funções suaves análogas a sinal, ou seja, que introduzam regiões lineares dentro dos limites de saturação, como as sigmoidais e a saturação. Utilizando valores apropriados nessas funções suaves, é possível definir a inclinação da função que garanta elevado nível de robustez à distúrbios (HUNG; GAO; HUNG, 1993). Como não se tem mais um controlador ideal na teoria de modos deslizantes, ou seja, a insensibilidade à distúrbios e incertezas paramétricas é afetada, alguns autores definem o controlador como pseudo CMD (SHTESSEL et al., 2014).

Além da função de chaveamento, a seleção de uma Superfície de Deslizamento (SD) também irá definir o comportamento de todo o sistema. No controle do MIT, geralmente é utilizado o erro da variável de controle como SD ou ainda o erro e sua derivada (MAHMOUDI et al., 1999; RAJENDRAN; JENA, 2014; HUNG; GAO; HUNG, 1993). No entanto, o uso dessas SDs tradicionais em conjunto com uma função de chaveamento suave introduz erro em regime permanente na saída da planta.

Para solucionar o problema de erro em regime permanente, diferente das SDs tradicionais, alguns trabalhos propõem o uso de uma Superfície de Deslizamento Integral (SDI), definindo um Controlador por Modos Deslizantes Integral (CMDI) (BARAMBONES; GARRIDO; MASEDA, 2007; BAKHTI; CHAOUCH; MAKOUF, 2012). Embora o CMDI elimine o problema do erro em regime permanente, o controlador fica sujeito ao problema do *windup*, deteriorando o desempenho do sistema. O problema do *windup* está ligado ao acúmulo indevido do erro, que não é da diferença do valor atual e o valor de referência da variável de controle.

Neste contexto, este trabalho visa realizar um estudo envolvendo o uso do CMD no controle vetorial do MIT, utilizando a estratégia de controle FOC. Com o objetivo de evitar os inconvenientes mencionados anteriormente, tem-se a proposta de um novo controlador baseado na teoria de modos deslizantes, sendo denominado de Controlador por Modos Deslizantes Integral com *Anti-windup* (CMDI-AW). Tal controlador é baseado na

proposta de uma nova superfície de deslizamento integral, onde ao contrário das superfícies tradicionais, possibilita o uso de uma função de chaveamento suave sem perda de robustez.

Desta maneira, surge a necessidade de estipular alguns objetivos para analisar o desempenho deste controlador no controle vetorial do MIT, o quais são explanados na próxima seção.

1.2 Objetivos

O objetivo geral desta pesquisa consiste em desenvolver uma nova superfície de deslizamento integral que possibilite ao MIT operar com elevado desempenho dinâmico, minimizando sobretudo o problema do *windup*. Para tanto, surge a necessidade de definir alguns objetivos específicos principais a cerca deste trabalho, sendo listados a seguir:

- ❑ Analisar a técnica de controle FOC, que permite o desacoplamento das grandezas elétricas que controlam torque e fluxo do MIT;
- ❑ Analisar e reduzir o efeito do *chattering* presente nos controladores por modos deslizantes;
- ❑ Analisar a atratividade à superfície de deslizamento por meio de uma função candidata de Lyapunov, verificando o uso de uma parcela paramétrica como ação de controle, dada pelo termo equivalente;
- ❑ Realizar simulações da topologia de controle de velocidade proposta em ambiente MATLAB/*Simulink*® utilizando controladores por modos deslizantes, procurando reproduzir condições próximas das encontradas nas aplicações práticas;
- ❑ Com base na metodologia aplicada na simulação, realizar o desenvolvimento prático do projeto, que envolve a elaboração de uma bancada experimental de ensaios;
- ❑ Para fins de validação, analisar os resultados obtidos através de simulações e da montagem experimental, incluindo distúrbios de carga.

1.3 Organização do trabalho

A apresentação deste trabalho está organizada em seis capítulos sendo que no Capítulo 2 são apresentadas as equações necessárias para a análise dinâmica do MIT, a fundamentação teórica para o controle desacoplado de torque e fluxo e os fundamentos para a implementação do controle vetorial FOC.

No Capítulo 3 inicialmente é realizada uma breve revisão sobre os controladores utilizados no controle vetorial do MIT, assim como as propostas para redução do problema

do *chattering* nos controladores por modos deslizantes. Além disso, é discutido o conceito geral e o princípio de funcionamento do CMD. Por fim, a análise de atratividade a SD do CMDI-AW é investigada pelo convencional método do controle equivalente e também de maneira analítica.

Na sequência, o Capítulo 4 apresenta a formulação do sistema de simulação no software MATLAB® e ainda os componentes inseridos na bancada experimental de ensaios.

Em seguida, o Capítulo 5 discorre sobre os resultados obtidos por meio das simulações e da bancada experimental de ensaios. Os resultados são subdivididos em testes, com finalidade de analisar o efeito do *chattering* e ainda as características do CMDI-AW perante os controladores por modos deslizantes convencionais. Por fim, o Capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho e diretrizes futuras.

Para finalizar, ainda com relação a organização do texto, é válido ressaltar que as referências bibliográficas estão distribuídas ao longo dos capítulos. Optou-se por não condensá-las em um único capítulo, mas sim apresentar as referências no ponto do texto onde elas estejam devidamente contextualizadas, com base no entendimento de que esta forma facilita a compreensão da citação para o leitor.

1.4 Publicações

Os artigos desenvolvidos pelo candidato a Mestre em Ciências, relacionados com esse trabalho ou já publicados, são listados abaixo:

- ❑ OLIVEIRA, C. M. R.; AGUIAR, M. L.; MONTEIRO, J. R. B. A.; PEREIRA, W. C. A.; PAULA, G. T.; ALMEIDA, T. E. P. **Vector Control of Induction Motor using an Integral Sliding Mode Controller with Anti-Windup**. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2016.
- ❑ OLIVEIRA, C. M. R.; AGUIAR, M. L.; PEREIRA, W. C. A.; GUAZZELLI, P. R. U.; SANTANA, M. P.; PAULA, G. T.; ALMEIDA, T. E. P. **Controle Vetorial da Máquina de Indução por Modos Deslizantes com Função Suave**. DIN-CON 2015 Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics, 2015.
- ❑ OLIVEIRA, C. M. R.; AGUIAR, M. L.; MONTEIRO, J. R. B. A.; PEREIRA, W. C. A.; SANTANA, M. P.; PAULA, G. T.; **Vector Control of Induction Motor using a Sliding Mode Controller with Chattering Reduction**. 13th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP and 1st Southern Power Electronics, 2015.

Outras publicações, aceitas ou já publicadas, produzidas pelo grupo de pesquisa o qual o candidato participa e que houve participação direta do mesmo, são listadas abaixo:

- MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; AGUIAR, M. L. **Sliding Mode Control of Brushless DC Motor Speed with Chattering Reduction**. The 24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE, 2015.
- MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; ALMEIDA, T. E. P.; CEZARE, M. J. **Pseudo Sliding Mode Control with Integrative Action Applied to Brushless DC Motor Speed Control**. 13th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP and 1st Southern Power Electronics, 2015.

Modelagem e Estratégia de Controle da Máquina de Indução

2.1 Introdução

Neste capítulo é abordada a modelagem matemática do MIT para avaliar o seu comportamento dinâmico. Para tanto, é apresentada a transformação do sistema trifásico para o ortogonal, além de uma discussão sobre os possíveis referenciais adotados neste sistema. Analisando-se o modelo vetorial, é apresentada a estratégia de controle FOC, sendo apontadas as principais características necessárias para uma implementação prática.

2.2 Modelagem dinâmica

O MIT possui três enrolamentos defasados espacialmente na estrutura do estator, sendo que para o rotor tipo gaiola de esquilo, é suposto no modelo matemático que sua estrutura é semelhante aos três enrolamentos do estator (KINGSLEY; UMANS; FITZGERALD, 2006).

O modelo matemático permite analisar detalhadamente o comportamento global do MIT sob diversas condições de operação em qualquer tempo arbitrário, seja transitório ou em regime permanente. Esse modelo é dado por meio de equações que relacionam: tensão, corrente, fluxo concatenado, torque eletromagnético além de equações de movimento e posição. O equacionamento matemático pode ser realizado por meio da notação matricial trifásica, tal como (VAS, 1990):

$$\underline{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \underline{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \underline{\psi}_{abc} = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

sendo que $\underline{v}_{abc}$ são as tensões trifásicas na forma matricial, assim como $\underline{i}_{abc}$ são as correntes e $\underline{\psi}_{abc}$ são os fluxos, onde os subíndices a, b e c representam cada grandeza por fase.

A análise do comportamento dinâmico do MIT em forma matricial trifásica torna-se uma tarefa bastante complicada, tendo em vista que o modelo é composto por sete equações diferenciais, sendo uma equação mecânica e as outras compostas por três correntes ou três fluxos do estator e do rotor, com acoplamentos entre as grandezas responsáveis pela produção de fluxo e torque. Por essa razão, para se obter uma simplificação do modelo dinâmico do MIT e reduzir o número de variáveis que compõe o modelo, adota-se uma transformação ortogonal denominada $\alpha\beta$ para reduzir o número de variáveis que compõem o modelo (KRAUSE et al., 2013).

A transformação $\alpha\beta$ substitui o sistema trifásico (de 3 eixos defasados 120° entre si) por um sistema ortogonal com dois eixos defasados de 90° entre si, preservando as mesmas características de torque, velocidade, potência mecânica e número de pólos.

Para manter uma forma genérica da transformação ou transposição entre os sistemas trifásico e ortogonal é necessário incluir a fase de sequência zero, sendo importante para analisar sistemas não simétricos. Para efeito de formalidade matemática, a fase zero provém uma condição de inversibilidade da matriz de transformação.

Nesta análise do MIT é admitido um sistema com tensões trifásicas simétricas, sendo considerado que o neutro não está conectado e, conseqüentemente, o eixo zero também não é considerado. Desta forma, a Figura 1 representa a disposição dos sistemas trifásicos e ortogonal.

Figura 1 – Representação dos sistemas de coordenadas trifásicas e ortogonal.

Do ponto de vista matemático a transformação $\alpha\beta$ é dada por (KRISHNAN, 2001):

$$f_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta 0}] f_{abc}. \quad (2)$$

Em (2), f_{abc} representam as grandezas trifásicas e $f_{\alpha\beta}$ as grandezas ortogonais das tensões, correntes e fluxos. Isto significa compor fase por fase por novas equações. O termo $T_{\alpha\beta 0}$ é composto por uma matriz de transformação e um termo $2/3$ que corresponde ao fator de escala para que as grandezas do sistema ortogonal tenham a mesma magnitude do sistema trifásico, $T_{\alpha\beta 0}$ é dado por:

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

Para realizar o procedimento inverso, ou seja, calcular as componentes trifásicas das grandezas elétricas f_{abc} do MIT a partir das componentes ortogonais, utiliza-se a matriz $T_{\alpha\beta 0}$ inversa, definida por:

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

No modelo matricial ortogonal o sistema trifásico originalmente na estrutura dada em (1) após a transformação $\alpha\beta$ é interpretada então com novas tensões $\underline{v}_{\alpha\beta 0}$, correntes $\underline{i}_{\alpha\beta 0}$ e fluxos $\underline{\psi}_{\alpha\beta 0}$ conforme:

$$\underline{v}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad \underline{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad \underline{\psi}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Como o modelo do motor pode ser representado por componentes ortogonais em que todas as grandezas são senoidais e podem ser resolvidas como séries de harmônicos, é possível representá-las também em um plano complexo (CASTOLDI, 2006). Desta forma, todas as grandezas são descritas pela composição de partes real e imaginária e, portanto, definindo fasores espaciais que irão compor o modelo dinâmico da máquina.

O uso da teoria de fasores espaciais nas transformações de coordenadas dos motores de indução resulta em simplicidade e facilidade para a análise (PEREIRA, 2014). Estes fasores são semelhantes aos utilizados na teoria de circuitos de tensão e corrente alternada. Naquele caso, assume-se que as grandezas são senoidais e em regime permanente (VAS, 1990).

Fisicamente, o fasor espacial determina a magnitude instantânea e deslocamento espacial, os fasores espaciais da tensão do estator $\vec{v}_{1s}$, do fluxo concatenado $\vec{\psi}_{1s}$ e ainda da corrente do estator $\vec{i}_{1s}$ na referência estacionária são dados respectivamente por (VAS, 1998):

$$\vec{v}_{1s} = \frac{2}{3} [v_{as}(t) + \kappa v_{bs}(t) + \kappa^2 v_{cs}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = v_{\alpha s} + j v_{\beta s} \quad (6)$$

$$\vec{\psi}_{1s} = \frac{2}{3}[\psi_{as}(t) + \kappa\psi_{bs}(t) + \kappa^2\psi_{cs}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \psi_{\alpha s} + j\psi_{\beta s} \quad (7)$$

$$\vec{i}_{1s} = \frac{2}{3}[i_{as}(t) + \kappa i_{bs}(t) + \kappa^2 i_{cs}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = i_{\alpha s} + j i_{\beta s} \quad (8)$$

sendo que $\kappa = e^{j120^\circ} = \cos(120^\circ) + j\sin(120^\circ) = -1/2 + j\sqrt{3}/2$.

A fase a do sistema trifásico coincide com o eixo real do sistema complexo, os termos κ e κ^2 indicam as direções das fases b e c respectivamente num determinado instante no tempo, ou seja, são operadores de deslocamento espacial ou angular. Desta maneira conclui-se que κ corresponde a um deslocamento espacial de 120° e κ^2 um deslocamento espacial de 240° (VAS, 1998).

Em (6) são apresentadas as variáveis v_{as} , v_{bs} e v_{cs} , que representam os valores instantâneos das tensões trifásicas, enquanto que $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$ correspondem a tensão no eixo direto e em quadratura no plano complexo, respectivamente. O mesmo pode ser afirmado para as correntes em (7) e os fluxos em (8).

De forma semelhante, tem-se os fasores espaciais do rotor descritos na referência que se encontra θ defasado do estator segundo a Figura 2, ou seja, no sistema de referência fixo no rotor (sobrescrito “r”), sendo tensão do rotor $\vec{v}_{2r}^r$ em (9), do fluxo concatenado $\vec{\psi}_{2r}^r$ em (10) e ainda da corrente do rotor $\vec{i}_{2r}^r$ em (11) (VAS, 1998):

$$\vec{v}_{2r}^r = \frac{2}{3}[v_{ar}(t) + \kappa v_{br}(t) + \kappa^2 v_{cr}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = v_{xr} + jv_{yr} \quad (9)$$

$$\vec{\psi}_{2r}^r = \frac{2}{3}[\psi_{ar}(t) + \kappa\psi_{br}(t) + \kappa^2\psi_{cr}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} = \psi_{xr} + j\psi_{yr} \quad (10)$$

$$\vec{i}_{2r}^r = \frac{2}{3}[i_{ar}(t) + \kappa i_{br}(t) + \kappa^2 i_{cr}(t)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \kappa & \kappa^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} = i_{xr} + j i_{yr} \quad (11)$$

sendo que os subscritos x e y representam as grandezas referidas no rotor em parte real e imaginária, respectivamente.

As equações apresentadas estão em parte referenciadas no estator em outras no rotor, entretanto para manipular tais equações é necessário adotar um referencial único e comum para as grandezas de estator e rotor. Vale ressaltar que a adoção de um referencial único é necessária para o uso de uma estratégia de controle vetorial.

A Figura 2 ilustra o plano complexo com possíveis referenciais únicos que podem ser adotados. Entre eles é indicado o referencial genérico representado pelo eixo dq , onde é possível visualizar o deslocamento λ em relação ao referencial estacionário, ilustrando o deslocamento da tensão do estator em relação a este referencial genérico.

Figura 2 – Plano complexo e referenciais arbitrários.

Na Figura 2, a notação α indica o deslocamento do vetor de tensão do estator em relação ao referencial do estator, já β representa o deslocamento da tensão do rotor em relação ao referencial fixo no rotor. Na mesma linha, tem-se θ , que significa o deslocamento angular entre o estator fixo e o rotor.

A escolha do referencial é importante principalmente para o projeto de estratégias de controle, frequentemente são utilizados os seguintes referenciais únicos (PEREIRA, 2014):

- ❑ Referencial fixo no estator ($\alpha\beta$): $\omega_\lambda = 0$;
- ❑ Referencial fixo no rotor(xy): $\omega_\lambda = \omega_{mec}$;
- ❑ Referencial fixo em um dos fluxos (dq): $\omega_\lambda = \omega_s = \omega_{mr} = \omega_{mh}$.

sendo que ω_s , ω_{mr} e ω_{mh} representam as velocidades angulares do fluxo do estator, fluxo do rotor e fluxo principal, respectivamente.

Tendo em vista o referencial genérico apresentado na Figura 2, a velocidade ou deslocamento angular do referencial genérico dq é dado por:

$$\omega_\lambda = \frac{d}{dt}(\lambda) \quad (12)$$

sendo que $\lambda = \omega_\lambda t + \lambda_0$.

Considerando o referencial genérico dq , as grandezas elétricas do estator e rotor serão denotadas apenas pelo subscrito “s” e “r”, respectivamente. Desta forma, as grandezas elétricas do estator no referencial único genérico dq serão dadas por:

$$\vec{v}_s = \vec{v}_{1s} e^{-j\lambda} = v_{ds} + jv_{qs} \quad (13)$$

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_{1s} e^{-j\lambda} = \psi_{ds} + j\psi_{qs} \quad (14)$$

$$\vec{i}_s = \vec{i}_{1s} e^{-j\lambda} = i_{ds} + ji_{qs}. \quad (15)$$

Na mesma forma, pode-se encontrar as equações do rotor no referencial único genérico, dados por (16), (17) e (18).

$$\vec{v}_r = \vec{v}_{2r}^r e^{-j(\lambda-\theta)} = v_{dr} + jv_{qr} \quad (16)$$

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_{2r}^r e^{-j(\lambda-\theta)} = \psi_{dr} + j\psi_{qr} \quad (17)$$

$$\vec{i}_r = \vec{i}_{2r}^r e^{-j(\lambda-\theta)} = i_{dr} + ji_{qr}. \quad (18)$$

Com base nas definições em (12) a (18), a transformação $\alpha\beta/dq$ pode ser generalizada por meio da matriz (19). A matriz realiza a transformação considerando o ângulo do vetor em questão com o referencial escolhido, sendo denotado por λ . Portanto, para as grandezas elétricas do estator no referencial único genérico dq tem-se $\lambda = \lambda$, enquanto que para as grandezas do rotor $\lambda = \lambda - \theta$.

$$\begin{bmatrix} N_{dn} \\ N_{qn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\lambda) & \sin(\lambda) \\ -\sin(\lambda) & \cos(\lambda) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_{\alpha n} \\ N_{\beta n} \end{bmatrix} \quad (19)$$

sendo que $N_{\alpha n}$ e $N_{\beta n}$ podem representar valores de tensão, corrente e ainda fluxo. Os subscritos n representam as grandezas do estator quando substituído por “s” ou rotor por “r”.

Resumidamente, o modelo desenvolvido com base em um referencial genérico comum ao estator e rotor do motor de indução gaiola de esquilo pode ser descrito pelas equações (VAS, 1990):

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_s + j\omega_\lambda \vec{\psi}_s \quad (20)$$

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_r + j(\omega_\lambda - p\omega_{mec}) \vec{\psi}_r \quad (21)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (22)$$

$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (23)$$

$$\vec{\psi}_m = L_m (\vec{i}_s + \vec{i}_r) \quad (24)$$

$$L_r = L_m + L_{\sigma r} \quad (25)$$

$$L_s = L_m + L_{\sigma s}. \quad (26)$$

sendo que R_s é a resistência do estator, R_r é resistência do rotor, L_s é a indutância do estator, L_r é a indutância do rotor, L_m é indutância principal, $L_{\sigma s}$ é a indutância de dispersão do estator, $L_{\sigma r}$ é a indutância de dispersão do rotor, p é o número de pares de pólos e $\vec{\psi}_m$ o fluxo principal.

Além disso, do ponto de vista mecânico, tem-se a equação de movimento do MIT dada por:

$$J \frac{d}{dt}(\omega_{mec}) = T_{el} - F\omega_{mec} - T_l \quad (27)$$

sendo que J é o momento de inércia, T_{el} o torque elétrico, F o coeficiente de atrito viscoso e T_l o torque de carga.

Na notação vetorial também é possível representar o torque eletromagnético produzido pela máquina de indução de forma análoga ao MCC de excitação independente, onde torque e fluxo são mantidos em quadratura por meio de um comutador mecânico (VAS, 1990; KINGSLEY; UMANS; FITZGERALD, 2006).

No entanto, como no motor de indução as grandezas que são responsáveis pela produção de torque e fluxo são acopladas, é necessário o uso de estratégias de controle para obter desacoplamento semelhante ao MCC de excitação independente.

A expressão do torque eletromagnético do MIT na notação vetorial pode ser obtida com dependência nos três fluxos principais do MIT, fluxo do estator, rotor e principal. Levando em consideração que os termos de fluxo de dispersão não contribuem para a geração do torque eletromagnético, pode se ter o torque eletromagnético como demonstrado a seguir:

$$T_{el} = \frac{3}{2}pIm\{\vec{i}_s\vec{\psi}_s^\vee\} \quad (28)$$

$$T_{el} = -\frac{3}{2}pIm\{\vec{i}_r\vec{\psi}_r^\vee\} \quad (29)$$

$$T_{el} = \frac{3}{2}pIm\{\vec{i}_s\vec{\psi}_m^\vee\} \quad (30)$$

$$T_{el} = \frac{3}{2}p\frac{L_m}{L_r}Im\{\vec{i}_s\vec{\psi}_r^\vee\} \quad (31)$$

sendo que $Im\{\}$ denota a parte imaginária do termo e o sobrescrito $\vee$ denota o conjugado complexo do termo.

Vale ressaltar que a utilização na notação vetorial apresentada traz consigo algumas vantagens importantes, dentre elas podem ser citadas (VAS, 1990; KRAUSE et al., 2013):

- Os vetores de corrente e fluxo proporcionam características fisicamente espaciais;

- ❑ O torque eletromagnético do MIT apresenta uma representação visual, pelo fato de que o mesmo é proporcional à magnitude do vetor de fluxo e de corrente, e o seno do ângulo entre eles;
- ❑ As grandezas vetoriais podem ser usadas para quaisquer frequências, demonstrando o comportamento temporal das grandezas de fase, e portanto, permitindo a análise do MIT quando excitado por conversores;
- ❑ As alterações na amplitude ou em frequência das grandezas de fase serão representadas na notação vetorial respectivamente por variações na amplitude ou velocidade angular do vetor de espaço;
- ❑ A mudança de fase entre grandezas diferentes serão apresentadas na notação vetorial por deslocamentos angulares dos respectivos vetores de espaço.

Como visto, nesta seção foram apresentadas as equações dinâmicas do motor de indução enfatizando a notação vetorial que será necessária para entendimento da técnica de controle FOC, que é descrita na próxima seção.

2.3 Controle por Orientação de Campo (FOC)

A estratégia de controle por orientação de campo proposta inicialmente por Blaschke (1972) é considerada a primeira técnica que possibilita controlar o MIT de maneira semelhante ao MCC de excitação independente, tendo sobretudo, alto desempenho dinâmico (VAS, 1990; KRAUSE et al., 2013).

O FOC atua simultaneamente na magnitude, fase e frequência das grandezas elétricas, e diretamente sobre o vetor de tensão, proporcionando uma atuação desacoplada entre as grandezas responsáveis pela produção do torque eletromagnético e fluxo.

Como ilustrado na Figura 3, as equações do MIT são referenciadas em um sistema de coordenadas que rotacionam em sincronismo com um dos vetores de fluxo. Entretanto, a complexidade do modelo de controle pode ser diferenciada quanto a escolha específica de um referencial.

Dentre as opções de referenciais, no controle vetorial FOC é possível utilizar qualquer um dos vetores de fluxos magnéticos, ou seja, o fluxo do estator, rotor ou principal. Para cada um dos fluxos, tem-se características próprias de desacoplamento entre torque e fluxo, de sensibilidade aos parâmetros da máquina, etc (PEREIRA, 2014; KRAUSE et al., 2013).

A escolha do referencial no fluxo do rotor tem como principal vantagem o desacoplamento natural entre o fluxo e torque após a transformação de coordenadas “ $\alpha\beta/dq$ ” para a alimentação em modo de corrente (VAS, 1998). No entanto, nesse referencial tem-se como principal desvantagem a grande dependência da constante de tempo do rotor, que

é afetada com a variação de temperatura (WANG et al., 2014). Outra possibilidade, está na orientação segundo o fluxo do estator e fluxo principal, porém, devem ser previsto circuitos desacopladores, pois não é obtido o desacoplamento natural entre torque e fluxo após a transformação de coordenadas (PEREIRA, 2014).

Desta forma, a referência no fluxo do rotor é a maneira mais usual de se aplicar o controle vetorial FOC, sendo considerado por Vas (1990) como FOC clássico. Para que ocorra orientação no fluxo do rotor ψ_r , é necessário saber precisamente e de maneira instantânea a posição angular em relação aos eixos estacionários denotada ρ_r e o módulo do vetor fluxo do rotor. Usualmente são conhecidas a forma indireta e direta de obter o ângulo de rotação do fluxo do rotor, definindo as técnicas de controle como Controle por Orientação Indireta de Campo - *Indirect Field Oriented Control* (IFOC) e Controle Vetorial por Orientação Direta de Campo - *Direct Field Oriented Control* (DFOC), respectivamente.

Na forma direta é possível utilizar sensores do tipo hall na estrutura do MIT ou pelo uso de técnicas de estimação e observação. Neste caso, utilizam-se as equações de tensão e corrente do estator para construir um modelo de fluxo, de tal forma que a posição do instantânea do fluxo seja obtida indiretamente (KRAUSE et al., 2013).

Outro meio de se obter o ângulo ρ_r é por meio da medição única da posição do rotor, sendo possível fisicamente com a utilização de um sensor de posição do rotor, tal como o *encoder* óptico. O cálculo do ângulo é realizado com a relação entre o cálculo do escorregamento e a velocidade angular elétrica do rotor (KRAUSE et al., 2013).

Para o FOC clássico, ou seja, com o referencial no fluxo do rotor, o fluxo e as correntes do MIT são referenciadas no eixo do fluxo do rotor. Para que isso ocorra é necessário a transformação de coordenadas $\alpha\beta$ dada em (2), e em seguida proceder com outra transformação de coordenada para referenciar as variáveis ao eixo de fluxo do rotor (dq) (KRAUSE et al., 2013).

Uma maneira de trabalhar com a variável de fluxo no controlador é representando-o por outra grandeza que tenha a mesma direção e sentido que o fluxo do rotor, no caso a corrente de magnetização. Desta forma, as saídas dos controladores serão dadas apenas por tensões e correntes (geralmente disponíveis nos terminais da máquina).

Incorporando a expressão do torque eletromagnético (31) que depende da corrente do estator e do fluxo do rotor em referencial genérico e realizando a substituição de (23) e (25), a expressão do torque pode ser reescrita como:

$$T_{el} = \frac{3}{2}p \frac{L_m}{L_r} \text{Im}\{\vec{i}_s (L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s)\} = \frac{3}{2}p \frac{L_m^2}{L_r} \text{Im}\{\vec{i}_s [\vec{i}_s + (1 + \sigma_r) \vec{i}_r]\} \quad (32)$$

sendo que $\sigma_r = L_{\sigma_r}/L_m$.

A partir de (32) pode-se definir a corrente de magnetização $\vec{i}_{mr}$ responsável pela produção do fluxo do rotor, sendo definida como:

$$\vec{i}_{mr} = \vec{i}_s + (1 + \sigma_r) \vec{i}_r. \quad (33)$$

Substituindo o termo (33) em (32) tem-se:

$$T_{el} = \frac{3}{2}pL_s(1 - \sigma)Im\{\vec{i}_s \vec{i}_{mr}\} \quad (34)$$

sendo que σ é o coeficiente de dispersão global, definido como $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$.

A corrente de magnetização $\vec{i}_{mr}$ é responsável pela produção do fluxo do rotor e consequentemente aponta diretamente para o fluxo do rotor definindo sua magnitude como descrito a seguir:

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_{mr}. \quad (35)$$

O diagrama fasorial do controle vetorial baseado no fluxo do rotor é ilustrado na Figura 3, sendo possível visualizar na mesma as componentes dq do vetor tensão e corrente.

Figura 3 – Referencial no fluxo do rotor.

Na Figura 3 é possível notar que a corrente de magnetização $\vec{i}_{mr}$ no referencial fluxo do rotor tem apenas a componente real, contudo caso seja adotado outro referencial a mesma apresentará componente real e imaginária. Dessa forma, a seguinte relação é obtida:

$$\vec{i}_{mr} = i_{dmr} + j0 = \vec{i}_s + (1 + \sigma_r)\vec{i}_r. \quad (36)$$

Os vetores das correntes $\vec{i}_s$ e $\vec{i}_r$ podem ser decompostos nos termos direto e em quadratura, resultando em:

$$\vec{i}_{mr} = (i_{ds} + ji_{qs}) + (1 + \sigma_r)(i_{dr} + ji_{qr}). \quad (37)$$

Isolando as corrente do rotor i_{dr} e i_{qr} obtêm-se:

$$i_{dr} = \frac{1}{1 + \sigma_r}(i_{mr} - i_{ds}) \quad (38)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{1 + \sigma_r}i_{qs}. \quad (39)$$

Por meio das equações que representam o modelo da máquina em um referencial genérico único de (20) a (24) é necessário considerar a substituição de ω_λ pela velocidade angular síncrona do fluxo do rotor ω_{mr} para obter o restante das equações que irão compor o modelo completo do MIT em campo orientado.

Desta forma, eliminando os fluxos de (20) por meio de (22) e reescrevendo em termos das componentes direta e em quadratura da corrente do estator com auxílio de (38) e (39), a expressão (20) pode ser obtida na forma real e imaginária por (40) e (41), respectivamente.

$$\frac{d}{dt}i_{ds} = \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} - \frac{1}{\sigma T_s}i_{ds} + \omega_{mr}i_{qs} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{d}{dt}i_{mr} \quad (40)$$

$$\frac{d}{dt}i_{qs} = \frac{v_{ds}}{\sigma L_s} - \frac{1}{\sigma T_s}i_{qs} - \omega_{mr}i_{ds} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega_{mr}i_{mr} \quad (41)$$

sendo que $T_s = L_s/R_s$ é a constante de tempo do estator.

Fazendo uma análise similar a qual foi feita com a tensão do estator, a tensão do rotor (21) em conjunto com as equação de corrente do rotor (38) e (39), e ainda considerando o fluxo do rotor (35), é possível encontrar equações envolvendo a derivada da corrente de magnetização definida em (42) e a velocidade síncrona do fluxo do rotor ilustrada em (43).

$$\frac{d}{dt}i_{mr} = -\frac{1}{T_r} [i_{mr} - i_{ds}] \quad (42)$$

$$\begin{aligned} \omega_{mr} &= \omega_{esc} + p\omega_{mec} \\ \omega_{esc} &= \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{mr}} \end{aligned} \quad (43)$$

sendo que ω_{esc} é a frequência de escorregamento e $T_r = L_r/R_r$ é a constante de tempo do rotor.

Considerando (37), a expressão do torque eletromagnético por sua vez é reescrita como:

$$\begin{aligned} T_{el} &= \frac{3}{2}p(1-\sigma)L_s i_{mr}i_{qs} = K_\omega i_{mr}i_{qs} \\ K_\omega &= \frac{3}{2}p(1-\sigma)L_s. \end{aligned} \quad (44)$$

Com isso, o torque se torna proporcional ao produto da corrente de magnetização do fluxo do rotor e a corrente do estator. Desta maneira, a essência da técnica de controle FOC é manter o fluxo de rotor constante por meio da atuação sobre a corrente de magnetização, fazendo com que o torque eletromagnético produzido seja simplesmente proporcional ao termo em quadratura i_{qs} .

Nesta situação, diz-se que houve um desacoplamento na obtenção do fluxo e torque no MIT. Por meio de i_{ds} impõe-se o fluxo no MIT e com i_{qs} o torque, de modo semelhante a um MCC com atuação nas correntes de campo e armadura.

Aplicando a transformada de Laplace nas equações que compõem o modelo do MIT em campo orientado (rotor), dadas anteriormente por (27), (40), (41), (42), (43) e (44), é possível obter o diagrama de blocos ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – Modelo dinâmico completo do MIT em campo orientado (rotor).

No diagrama da Figura 4 é apresentado o MIT agrupado em diferentes partes do modelo, de forma a se evidenciar a parte elétrica, a parte mecânica e a geração do torque. Ressalta-se ainda os blocos onde ocorrem o acoplamento entre as grandezas de eixo direto “d” e as de eixo em quadratura “q”, assim como foram delimitados os blocos lineares e os blocos não lineares.

A inclusão ou utilização deste modelo em uma estrutura de controle, requer ainda a integração de ω_{mr} para obtenção do ângulo ρ_r , representando o referencial no campo do rotor. Após a obtenção de ρ_r , efetua-se a devida transformação de coordenadas para o referencial de estator onde se encontra o módulo de acionamento das tensões. O processo para obter ρ_r é ilustrado na Figura 5.

A fim de se ter o controle vetorial, é necessário utilizar o modelo em campo orientado para estimação do fluxo do rotor em conjunto com o sistema de acionamento, além dos

Figura 5 – Modelo simplificado do MIT em campo orientado (rotor).

controladores. Essa situação envolvendo o acionamento completo do MIT é apresentada na Figura 6.

O diagrama de blocos apresenta o uso da técnica IFOC com referencial no fluxo do rotor, onde ilustra a atuação sobre a corrente de magnetização, velocidade e ainda nas componentes direta e em quadratura da corrente do estator por meio de controladores do tipo PI. No diagrama, * indica valores de referência.

Figura 6 – Diagrama da estratégia IFOC com referencial no fluxo do rotor.

2.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo, foram primeiramente apresentados procedimentos necessários para análise dinâmica do MIT por meio da aplicação de transformadas lineares assim como a transposição de referenciais, sendo posteriormente abordado a estratégia de controle FOC clássico que permite desacoplar fluxo e torque.

Como neste trabalho se busca alcançar alto desempenho dinâmico mantendo o desacoplamento entre as variáveis de torque e fluxo, o próximo capítulo apresenta o controle por modos deslizantes na estratégia de controle FOC, abordando definições dos controladores e os procedimentos de projeto.

Controle Vetorial do Motor de Indução por Modos Deslizantes

3.1 Introdução

Como apresentado nos capítulos anteriores, o FOC é muito difundido na literatura em virtude do alto desempenho dinâmico que fornece ao MIT. Contudo, este controle pode ser afetado por problemas relacionados às variações paramétricas, acoplamento entre variáveis, erros em medições, entre outros. Neste contexto, surge a necessidade do uso de controladores que proporcionam alto desempenho dinâmico mesmo quando sujeitos a tais problemas.

No controle das variáveis do MIT, é possível encontrar na literatura vários controladores, como por exemplo: controladores clássicos (PI, Proporcional Integral Derivativo (PID)) (HARNEFORS; HINKKANEN, 2013), controladores baseados em sistemas inteligentes (RNA, Sistemas *Fuzzy*, *Neuro-Fuzzy*) (UDDIN; WEN, 2007; UDDIN; HUANG; HOSSAIN, 2014), controladores do tipo *self-tunning* (KUMAR; DAYA, 2013; HAFEEZ et al., 2014), na teoria de controle adaptativo (Controle por Modelo de Referência Adaptativo - *Model Reference Adaptive Control* (MRAC)) (VERMA; CHAKRABORTY, 2014; GAICEANU et al., 2013), dentre outros.

Nos últimos anos, inúmeros trabalhos vêm abordando o uso desses controladores afim de resolver os problemas relacionados ao acionamento e controle do MIT. Em Suetake, Silva e Goedtel (2010) é proposto o uso de um controlador do tipo incremental baseado em lógica *fuzzy* em conjunto com estratégia de controle V/F, sendo que esse tipo de controlador possibilitou uma melhora nas repostas do controle de velocidade do MIT. Segundo Vas (1999), os controladores *fuzzy* apresentam bom desempenho quando aplicados em técnicas de controle do MIT, devido principalmente a característica de não necessitar de parâmetros da planta em seu projeto, já que o MIT pode sofrer com a variação de seus parâmetros durante sua operação, sobretudo com relação a resistência do rotor (WANG et al., 2014).

Os sistemas inteligentes podem ser combinados entre si com o intuito de explorar suas potencialidades e desenvolver controladores que proporcionem uma melhor resposta do sistema (SUETAKE, 2008). Em relação ao controle de variáveis, é possível ter a combinação da lógica *fuzzy* com RNA, compondo assim um controlador *Neuro-Fuzzy*.

A utilização do controlador *Neuro-Fuzzy* pode ser encontrada tanto na estratégia de controle FOC (UDDIN; WEN, 2007; UDDIN; HUANG; HOSSAIN, 2014) como na DTC (DRAOU; MILOUDI, 2010), sendo que em ambas a tarefa principal da RNA é sintonizar as funções de pertinência do controlador *fuzzy*. Este tipo de controlador pode fornecer rápida resposta sem sobressinal no controle das variáveis, entretanto, algumas vezes é necessário elevado esforço computacional, dificultando sua implementação prática.

Os controladores que procuram alcançar uma resposta ótima para cada ponto de operação podem ser conhecidos como controladores do tipo *self-tunning*. Conforme proposto por Kumar e Daya (2013), pode-se utilizar um controlador *fuzzy* para sintonizar os ganhos de um controlador PID de acordo com o erro de velocidade. No controlador foi possível verificar robustez à variação de carga e resposta rápida para diferentes pontos de operação. Além do controle de velocidade, esse tipo de controlador pode ser encontrado no controle de torque na estratégia DTC, sintonizando a banda de histerese dos controladores de torque e fluxo (HAFEEZ et al., 2014).

Em virtude do que foi mencionado, é notória a diversidade de controladores que buscam um desempenho ótimo no controle vetorial do MIT. Além dos já citados, destaca-se na literatura uma alternativa baseada na teoria de sistemas com estrutura variável, a saber, o CMD. Tal controlador apresenta características pertinentes a sistemas que requerem acionamento de alto desempenho, dentre elas podem ser citadas: robustez à variação paramétrica, tolerância significativa a erros de medição e robustez à distúrbios de carga com rápida resposta baseada no máximo esforço de controle. Vale ressaltar que ao contrário de alguns controladores, o CMD requer baixo esforço computacional, aliado ainda a sua simplicidade de implementação (UTKIN; GULDNER; SHI, 2009). Apesar de tais características serem atraentes ao acionamento do MIT, o CMD pode sofrer com o problema do *chattering*.

Em sistemas dinâmicos reais existem algumas restrições físicas que prejudicam o bom desempenho da técnica. No acionamento de máquinas elétricas por exemplo, tem-se limitações de processamento envolvendo os microprocessadores e de chaveamento em conversores. No entanto, com os avanços tecnológicos, inúmeros trabalhos vem buscando contornar tais dificuldades e obter resultados satisfatórios. Neste sentido, a próxima seção visa abordar tais trabalhos, mostrando as potencialidades do CMD no controle de alto desempenho do MIT e ainda fornecer conceitos básicos do controlador.

3.2 Controle por Modos Deslizantes

3.2.1 Estrutura Básica

Segundo Utkin (1993), a estrutura básica do controlador por modos deslizantes pode ser obtida com a multiplicação de um ganho K_M apropriado com a função sinal. Conforme apresentado em (45) e ilustrado na Figura 7, o ganho K_M irá delimitar o valor máximo de saída do controlador, já que o valor resultante da função sinal é unitário. A função sinal por sua vez, é em função da Superfície de Deslizamento (SD) $S(x)$, que no caso mais simples, é dada pelo erro da variável de controle. Vale ressaltar, que SD pode ser diferente de um sistema para o outro, atendendo critérios de desempenho dinâmico e estabilidade.

$$u = K_M \text{sgn}(x) = \begin{cases} -K_M & \text{se } S(x) < 0 \\ 0 & \text{se } S(x) = 0 \\ K_M & \text{se } S(x) > 0 \end{cases} \quad (45)$$

sendo que $x \in \mathbb{R}$ é variável de estado.

Figura 7 – Gráfico da função de chaveamento sinal.

A estrutura básica expressa por Utkin (1993) possui uma conotação escalar, a qual será utilizada neste trabalho. Tal estrutura é ilustrada na Figura 8, sendo que na Figura 8(a) é possível visualizar a SD $S(x)$, que neste caso é definida apenas como o erro da variável de controle, e a saída do controlador u como sendo a relação de um ganho K_M com a função sinal. Já na Figura 8(b) é mostrado o gráfico da saída do controlador e a SD (erro da variável de controle) com a ação do controlador.

Como a saída u descontínua é baseada na comutação gerada pela função de chaveamento sinal, tem-se uma frequência de chaveamento variável, onde um valor médio de saída u_{med} é gerado. Quando a saída do controlador u é aplicado ao sistema, a SD $S(x)$ é conduzida ao ponto de equilíbrio, sendo que para este caso, o erro é igual a zero. Desta forma, o erro é reduzido rapidamente pela máxima ação de controle, e consequentemente, a variável x atingirá o valor estabelecido para tornar o sistema estável, ou seja, x^* .

Figura 8 – Implementação de um CMD, sendo (a) o diagrama de um CMD e (b) o gráfico da ação de controle e da superfície de deslizamento no tempo.

Assim, pode-se dizer que a ação de controle do CMD é em função da SD, realizada por meio de um controle descontínuo de alto ganho com elevada frequência de comutação. Pelo fato de se usar altos ganhos na saída do controlador (elevado valor de K_M), a influência dos distúrbios no sistema pode ser menor se comparado a outros controladores (UTKIN, 1993).

Uma das maneiras de se analisar o comportamento de sistemas que utilizam modos deslizantes é por meio da análise do plano de fase. A ideia básica do método é gerar em sistemas dinâmicos de segunda ordem, um plano bidimensional, sem ter resolvido equações não lineares de forma analítica. O movimento das trajetórias corresponde às alterações das condições iniciais do sistema, sendo possível analisar qualitativamente às trajetórias, fornecendo ainda informações à respeito da estabilidade do sistema e movimentos padrões. A desvantagem é que se pode analisar apenas sistemas de segunda ordem (ou primeira ordem) (SLOTINE; LI, 1991).

Se analisado pelo plano fase, o CMD pode ser compreendido como um algoritmo que consiste em forçar a entrada do controlador dentro de uma trajetória de deslizamento e ainda mantendo-a na mesma (UTKIN, 1977). Em virtude disso, essa trajetória de deslizamento na literatura é definida como SD (SHTESSEL et al., 2014).

Para o controlador descrito por Utkin (1993), tem-se uma trajetória descontínua das variáveis de estado no plano de fase, associado a situações reais onde existe atraso de chaveamento. Dado a sua característica descontínua, destaca-se que neste caso a SD é uma superfície de chaveamento (NUNES, 2004).

3.2.2 Controle por Modos Deslizantes aplicado ao MIT

No início da década de 1950, Emelyanov (1959) propôs um dos primeiros controladores por modos deslizantes, sendo neste caso considerado uma estrutura de controle variável. Contudo, devido às dificuldades de implementação em se tratando da comutação de alta frequência o CMD até 1970 não recebeu muita atenção dos pesquisadores da época. Nas primeiras obras envolvendo a estrutura, a planta era considerada um sistema de segunda

ordem linear com realimentação do erro da saída e de sua derivada com um entre dois valores possíveis na entrada (PANCHADE; CHILE; PATRE, 2013; HUNG; GAO; HUNG, 1993).

Com a evolução dos processadores digitais e semicondutores de potências, novas direções nas pesquisas envolvendo a técnica de controle por modos deslizantes foram originadas em diversas áreas de controle (GUEDES, 2010; HUNG; GAO; HUNG, 1993). Dentre as diversas áreas de atuação, é possível citar aplicações envolvendo os sistemas não lineares (OZGUNER, 2006), sistemas de múltiplas entradas e saídas (BANDYOPADHYAY; FULWANI, 2009), sistemas eletromecânicos (UTKIN; GULDNER; SHI, 2009), observadores de estado (LASCU; BLAABJERG, 2014; LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2009), entre outros.

Nas últimas décadas muitos trabalhos apresentaram o uso do CMD aplicados a sistemas eletromecânicos. Em Utkin (1977) é encontrado um dos trabalhos pioneiros, fornecendo a teoria básica necessária para difundir o CMD em sistemas eletromecânicos, discutindo-o na forma canônica. Posteriormente em Utkin (1993), é proposto um guia geral de referência no projeto das SDs nos sistemas eletromecânicos, levando em consideração as condições de estabilidade perante variações paramétricas, condições de existência, além de uma investigação nos métodos matemáticos no qual o CMD pode ser embasado.

Uma das primeiras aplicações do controlador por modos deslizantes reportada por meio de uma implementação experimental no controle de torque, velocidade e posição do MIT é encontrada em Sabanovic e Izosimov (1981). Anos mais tarde, Sabanovic e Bilalovic (1989) apresenta uma abordagem a respeito do CMD contemplando três máquinas de corrente alternada: indução, síncrona e síncrona de ímã permanente.

Em Sabanovic e Bilalovic (1989), as variáveis de estado do modelo do motor são selecionadas a fim de serem as componentes de corrente e fluxo, de tal forma a desenvolver as superfícies de deslizamento em função das correntes, eliminando ainda a necessidade de medir o fluxo como era realizado em Sabanovic e Izosimov (1981). Em ambos trabalhos, notaram-se por meio dos resultados experimentais, rápidas respostas dinâmicas de velocidade com baixo peso computacional, entretanto, evidenciou-se oscilações indesejadas no torque eletromagnético, expondo o problema do *chattering*. Como já explicitado, o problema do *chattering* está ligado à oscilações indesejadas com amplitude e frequência finita, provocando dinâmicas não modeláveis que afetam o desempenho do sistema de controle.

Inúmeros trabalhos utilizando os controladores por modos deslizantes são desenvolvidos no MIT com o intuito de alcançar alto desempenho dinâmico, com robustez à variações paramétricas e ainda amenizando problemas relacionados ao *chattering*. O problema do *chattering* no MIT está relacionado a geração de harmônicos nas correntes, degradação do torque eletromagnético além de um ruído acústico no sistema mecânico (MIN-HO; YOUNG-REAL; KYUNG-SEO, 1989).

Com intuito de diminuir as oscilações indesejadas nas correntes e no torque eletromagnético do MIT, alguns pesquisadores propõem a utilização do filtro passa-baixa na

saída do controlador (GUEDES, 2010; MIN-HO; YOUNG-REAL; KYUNG-SEO, 1989; FREITAS, 1995; BEN et al., 2014). O filtro, no entanto, gera atraso e quando mal projetado pode afetar o desempenho de todo o sistema de controle, até mesmo enfraquecendo o torque eletromagnético.

Para solucionar este problema no controle de posição do MIT, Min-Ho, Young-Real e Kyung-Seo (1989) propõem um filtro passa-baixa com frequência de corte proporcional ao módulo da SD (neste caso a SD é igual ao erro da variável de controle). Durante a operação normal em regime permanente, a frequência de corte é reduzida para diminuir as oscilações de corrente e torque, enquanto que, no estado transitório, ela é incrementada. A abordagem mostra bom desempenho dinâmico da velocidade e posição, sendo confirmado por meio de simulações e resultados experimentais.

Nos últimos anos, algumas técnicas estão sendo utilizadas em conjunto com o CMD, incluindo o controle adaptativo e sistemas inteligentes como RNA e lógica *Fuzzy* (EL-SOUSY, 2013; PUPADUBSIN et al., 2012; SAGHAFINIA et al., 2015). Em Wai e Su (2006) por exemplo, é proposto o uso da lógica *fuzzy* juntamente com o CMD. Esse sistema é baseado no teorema de estabilidade de Lyapunov, sendo proposto com o objetivo de contornar as variações paramétricas do MIT. Nos resultados apresentados é possível visualizar que o uso de ganhos adaptativos em função dos distúrbios de carga torna o sistema livre de *chattering*. De maneira geral, algumas vezes o uso dessas técnicas pode aumentar a complexidade do controle, e portanto, perdendo uma das maiores vantagens do CMD.

Outra abordagem no projeto do CMD está na mudança da função de chaveamento. Segundo Hung, Gao e Hung (1993) a definição de uma banda de histerese pode se tornar outra opção como função de chaveamento ao invés da sinal. Contudo, o problema do *chattering* não deixará de existir, já que existe um chaveamento em torno da superfície definido pela banda. A saída do CMD utilizando a banda de histerese pode ser definida pela expressão (HUNG; GAO; HUNG, 1993):

$$u = hys(S(x)) = \begin{cases} 1 & \text{quando } S(x) > \Delta \text{ ou } \dot{S}(x) < 0 \text{ e } |S(x)| < \Delta \\ -1 & \text{quando } S(x) < -\Delta \text{ ou } \dot{S}(x) > 0 \text{ e } |S(x)| < \Delta \end{cases} \quad (46)$$

sendo que Δ define a banda de histerese. Com o uso da banda de histerese o chaveamento em torno da superfície é delimitado entre as linhas de $S(x) = \pm\Delta$.

O uso da banda de histerese como função de chaveamento no CMD é aplicado por Ahammad, Beig e Al-hosani (2013) no controle de velocidade do MIT, sendo utilizado na estratégia de controle DTC clássico. Como nessa técnica de controle utiliza-se por natureza controladores de histerese, define-se as superfícies de deslizamento de fluxo e torque com um termo integral, para que ambas atendam a critérios de atratividade para as superfícies de fluxo e torque. Nas simulações apresentadas, é possível visualizar que a topologia proposta diminuiu as ondulações de torque e fluxo se comparado a técnica convencional, reduzindo ainda a variação de frequência.

Como meio de reduzir o *chattering*, vários trabalhos na literatura apresentam o uso de funções de chaveamento suaves. Tais funções são caracterizadas por serem contínuas e análogas a sinal, como a saturação e as sigmoidais (e.g., a função tangente hiperbólica, ilustrada na Figura 9) (RAJENDRAN; JENA, 2014; SAGHAFINIA et al., 2015). Ao utilizar essas funções, alguns autores definem o controlador como pseudo CMD, visto que na abordagem por espaço de estados, tem-se a introdução de uma região de fronteira nas proximidades da SD, para a qual as trajetórias de estado convergem, se satisfeitas as condições de existência do modo deslizante (SHTESSSEL et al., 2014). Como existe um região de fronteira, não há garantia de que o estado convirja exatamente para a SD (HUNG; GAO; HUNG, 1993; FREITAS, 1995). A região linear encontrada nas funções suaves pode ser diferente em cada controlador, sendo projetada com o uso de constantes.

Figura 9 – Gráfico da função de chaveamento tangente hiperbólica.

Ao utilizar uma função suave, tem-se a eliminação da alta frequência de chaveamento com a consequência de perder certo nível de robustez em relação a incertezas e distúrbios externos, que pode ser reduzido com ganhos apropriados na função (mudando a inclinação da função e se aproximando de uma função sinal). Entretanto, devido à natureza essencialmente proporcional do controle nas vizinhanças da superfície, o erro em regime permanente pode existir para SDs baseadas apenas no erro da variável de estado (HUNG; GAO; HUNG, 1993; MAHMOUDI et al., 1999).

Para reduzir o erro em regime permanente, Saghafinia et al. (2015) adiciona ao controlador a lógica *Fuzzy* para variar a inclinação da função em cada ponto de operação, diminuindo significativamente o erro em regime permanente. Além disso, tem-se um sistema mais robusto tanto a distúrbios de carga e à variações paramétricas. No entanto, essa metodologia acaba retirando simplicidade de projeto comum aos CMDs, surgindo a necessidade de definir outro controlador, em que é necessário estabelecer um conjunto de regras que respeitem as condições de atratividade a SD.

Outra abordagem possível, é em relação a mudança da superfície de deslizamento. Em se tratando das superfícies tradicionalmente aplicadas no controle vetorial do MIT, geralmente tem-se apenas o erro, ou ainda o erro em conjunto com sua derivada. Entre-

tanto, a velocidade e principalmente as correntes do estator são muito sensíveis a ruídos de medição, dificultando o uso de sua derivada (BARAMBONES; GARRIDO; MASEDA, 2007).

Diferente das estruturas usuais, pode-se utilizar uma função de chaveamento suave em conjunto com uma superfície integral para eliminar o erro em regime permanente e aumentar a robustez a distúrbios, definindo neste caso um CMDI. No entanto, adicionando um termo integral na superfície, o sistema fica sujeito a um fenômeno conhecido com *windup*. Este fenômeno causa elevado sobressinal e oscilações indesejadas nas respostas do sistema (BARAMBONES; GARRIDO; MASEDA, 2007).

Na indústria, por exemplo, diversos processos industriais estão sujeitos a inúmeras restrições de controle, sendo um dos mais comuns o sobressinal e, portanto, surgindo a necessidade de minimizar esse problema em caso de uso do CMDI.

As estratégias que visam minimizar os problemas de desempenho relacionados ao uso do termo integral são conhecidos como métodos de *anti-windup*. Um bom projeto de *anti-windup* é essencial para um acionamento de alto desempenho dinâmico, especialmente envolvendo transições rápidas e repetitivas entre diferentes regiões de operações (SEPULCHRE et al., 2013).

Embora inúmeros métodos de *anti-windup* sejam amplamente discutidos e utilizados nos convencionais controladores PI, perante a literatura abordada neste estudo, o mesmo não pode ser afirmado com relação ao CMDI.

No contexto apresentado, é possível notar os bons resultados encontrados na literatura envolvendo o CMD no controle vetorial do MIT, sendo que grande parte dos trabalhos buscam minimizar problemas relacionados ao *chattering* e poucos exploram as potencialidades do CMDI quando relacionado ao MIT. Nesta perspectiva, este trabalho busca minimizar os inconvenientes mencionados anteriormente, mantendo a simplicidade de projeto e implementação com baixo esforço computacional, comum a sistemas que utilizam modos deslizantes.

Para redução do *chattering*, propõe-se o uso de funções suaves, sendo que o problema de erro em regime permanente inserido, é solucionado com uma superfície integral. Afim de evitar a deterioração da resposta do sistema pelo problema de *windup*, um método de *anti-windup* é proposto.

Na análise de um controlador CMD é necessário o entendimento do modelo matemático, da teoria de controle, assim como aspectos da aplicação. Desta forma, com o objetivo de englobar esses aspectos fundamentais do controlador no controle vetorial do MIT, na seção seguinte é aplicado o método do controle equivalente em um sistema genérico que pode ser associado ao modelo do MIT.

3.2.3 Análise do CMD pelo Método do Controle Equivalente

A utilização dos métodos matemáticos na teoria de controle por modos deslizantes, se deve principalmente a natureza descontínua e ainda por não ser definido sobre uma SD

específica, ou seja, para cada sistema é necessário se ter uma SD distinta (NUNES, 2004). Dentre os métodos tradicionais, o qual o CMD pode ser analisado, podem ser citados: método de Fillipov, método da regularização e método do controle equivalente (NUNES, 2004; SHTESSEL et al., 2014).

Dentre os métodos de análise citados, é escolhido o método do controle equivalente, tendo em vista sua facilidade de análise em relação ao problema de estudo. Neste método é necessário encontrar uma ação de controle $u_c(x)$ que garanta a convergência do sistema para uma SD. Assim apenas por um breve período existirá um momento de aproximação, após isso ele irá para a dinâmica projetada.

No caso mais simples, para uma SD baseada apenas no erro, o sistema atingirá a superfície quando o erro da variável de controle se tornar zero. Quando na superfície diz-se que o sistema está em modo deslizante e a invariância à distúrbios é alcançada (admitindo limites conhecidos de variação da planta) (UTKIN; GULDNER; SHI, 2009).

Considerando uma classe de problema não-linear descrito pelas equações dadas em (47), é possível analisar o método do controle equivalente (MAHMOUDI et al., 1999; UTKIN, 1993):

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u_c \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{47}$$

sendo que $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é vetor de estado, $u_c(t) \in \mathbb{R}^m$ é a ação de controle e $y(t) \in \mathbb{R}^p$ sendo a saída. Como será visto posteriormente, por meio de uma analogia a (47) é possível realizar uma simples análise no controle vetorial do MIT (MAHMOUDI et al., 1999).

Antes de definir a ação de controle u_c , é necessário escolher a equação que irá representar a SD, respeitando possíveis exigências de desempenho dinâmico e critérios de atratividade. Neste intuito, segundo Slotine e Li (1991) é possível utilizar a tradicional equação genérica dada por:

$$S(x) = \left(\zeta_x + \frac{d}{dt} \right)^{r-1} e_x\tag{48}$$

sendo que $e_x = x(t)^* - x(t)$ é o erro; $x(t)^*$ é a variável de estado de referência; ζ_x é o fator de peso, r define os graus de liberdade do CMD e t é o tempo.

Uma das superfície mais utilizadas envolvendo o controle vetorial do MIT, está para $r = 1$ e $\zeta_x = 1$, resultando apenas no erro da variável de controle, ou ainda para $r = 2$, inserindo a derivada da variável de controle.

Após a definição da SD, no método do controle equivalente é necessário determinar todos os possíveis valores de u_c que satisfaçam a condição de invariância descrita em (49). Tal condição assegura a insensibilidade à distúrbios e incertezas paramétricas, desde que se tenha limites conhecidos.

$$S(x) = 0 \quad e \quad \dot{S}(x) = 0.\tag{49}$$

Dentre os possíveis valores, u_c é considerado composto pela soma de duas parcelas, sendo visto pela seguinte expressão (MAHMOUDI et al., 1999):

$$u_c = u_{equ} + u_n \quad (50)$$

sendo que u_{equ} é denotado como controle equivalente e u_n como controle chaveado. O termo equivalente u_{equ} representa a parcela necessária para que o sistema opere no regime de modos deslizantes ($S(x) = 0$). Já o termo u_n é adicionado afim de garantir a atratividade a superfície escolhida (HUNG; GAO; HUNG, 1993; MAHMOUDI et al., 1999).

Substituindo (50) em (47):

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_{equ} + g(x)u_n. \quad (51)$$

Ao atingir o regime de modo deslizante o sistema é regido pela equação de $S(x) = 0$, e conseqüentemente para um controlador ideal tem-se ainda $\dot{S}(x) = 0$. Considerando que (47) possua uma SD descrita por $S(x)$, a sua derivada em função da trajetória no espaço de estados será:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x) + g(x)u_{equ}] + \frac{\partial S}{\partial x} [g(x)u_n] \quad (52)$$

Manipulando a condição (52) é possível encontrar o valor de u_{equ} que satisfaça (49), garantindo a convergência do sistema para SD. Para $\dot{S}(x) = 0$, e ainda considerando sobre a superfície $S(x) = 0$ tem-se $u_n = 0$, logo o controle equivalente pode ser formulado como sendo (MAHMOUDI et al., 1999):

$$u_{equ} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} f(x) \right] \quad (53)$$

considerando que inversa da derivada de $g(x)$ exista.

Normalmente u_{equ} é determinado *off-line* com o modelo que representa a planta, se tornando uma ação de controle paramétrica (BARAMBONES; GARRIDO; MASEDA, 2007; BOUCHETA et al., 2009). Considerando que a ação de controle u_{equ} seja utilizada, é possível restringir a análise com a substituição de (53) em (52), tal como segue (MAHMOUDI et al., 1999):

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x) u_n \quad (54)$$

Por meio de (54), é possível analisar o momento anterior ao atingir a SD, a condição de aproximação ou critério de alcance (*reaching condition*) tem como objetivo mover o estado do sistema ao plano de fase que atinja a SD. A forma mais usual para que esta condição seja satisfeita é respeitando obrigatoriamente a condição de convergência. Tal condição é encontrada a partir da escolha de uma função candidata de Lyapunov, assim como a de energia que é amplamente utilizada em sistemas similares ao abordado neste trabalho. A função é expressa por (SLOTINE; LI, 1991; SHTESSEL et al., 2014):

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (55)$$

A condição de convergência global para uma estabilidade assintótica da superfície escolhida no ponto de equilíbrio pode ser dada como (SHTESSEL et al., 2014):

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \quad \text{para } S \neq 0 \quad (56)$$

$$\lim_{S \rightarrow \infty} V = \infty \quad (57)$$

As duas condições necessitam ser satisfeitas, contudo na prática a análise se restringe à apenas (56), já que (57) é satisfeita. Uma vez que no sistema sejam satisfeitas as condições e o sistema encontra-se na superfície $S(x) = 0$, o modo deslizante será estabelecido e o sistema apresentará o comportamento dinâmico para o qual foi projetado.

Portanto, para que o modo deslizante seja estabelecido é necessário aplicar a condição (56) para (47), e considerando (54) tem-se:

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x)\frac{\partial S}{\partial x}g(x)u_n < 0 \quad (58)$$

Algumas funções são usais e ainda podem garantir a convergência para $S(x) = 0$, como a função sinal dada em (45) e ilustrada na Figura 7. Utilizando a função sinal como função de chaveamento tem-se um CMD ideal, sendo que a ação de controle da parcela chaveada é dada por:

$$u_n = K_M \text{sgn}(S(x)) \quad (59)$$

Para problemas envolvendo o acionamento de máquinas elétricas, o uso da função de chaveamento sinal se torna difícil. Tal fato está ligado à limitação na frequência de chaveamento, principalmente relacionada aos semicondutores de potência, tornando impossível a existência de um CMD ideal (frequência de chaveamento infinita). Se fosse possível, existiria um modo deslizante perfeito em $S(x) = 0$, significando ausência completa do *chattering*, erro nulo em regime permanente, robustez às variações paramétricas assim como aos distúrbios de carga (FREITAS, 1995; SHTESSEL et al., 2014).

Conhecendo a função de chaveamento é possível finalizar o equacionamento e encontrar a equação que definirá a condição de atratividade a SD. Considerando o uso de (59) em (58), obtém-se:

$$\dot{V} = S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x}g(x)K_M|S(x)| < 0. \quad (60)$$

Como o termo $K_M|S(x)| > 0$, é necessário analisar o termo $\partial S/\partial x(g(x))$ de cada sistema considerado, ou seja, para cada malha de controle adotada, já que o mesmo está relacionado a SD escolhida. Uma vez que o ganho K_M é a amplitude da função de chaveamento sinal com valores estritamente positivos, a inequação (61) deve ser satisfeita (MAHMOUDI et al., 1999).

$$\frac{\partial S}{\partial x}g(x) < 0 \quad (61)$$

Toda a análise proposta nesta seção está baseada no fato de que a ação de controle dada em (50) é composta pelo termo equivalente u_{equ} e pelo termo chaveado u_n . No entanto,

sistemas em que u_{equ} é muito complexo (tornando inviável seu uso em implementações práticas), o termo u_n pode ser grande o suficiente para compensar as incertezas, assegurar atratividade e permanência na SD. Nessa situação, a condição (56) também deve ser satisfeita (GUEDES, 2010).

Teoricamente, na ação de controle sempre existirá um termo u_{equ} que irá garantir a convergência. Ao utilizar apenas u_n como ação de controle, u_{equ} pode ser interpretado por valores pertencentes ao intervalo $[u_{nmin} \ u_{nmax}]$ do controle chaveado ou ainda como o valor filtrado de u_n (considerando um filtro passa-baixa) (UTKIN, 1977). Vale ressaltar, que nesta situação o sistema deve ser verificado analiticamente, de tal forma que $S(x)$ respeite a condição de convergência dada em (56)¹.

Conforme apresentado nesta seção, o projeto do controlador está diretamente relacionado a escolha de uma superfície de deslizamento, de tal forma que a mesma respeite as condições matemáticas e sobretudo de desempenho dinâmico. Neste sentido, a próxima seção visa introduzir a proposta de uma Superfície de Deslizamento Integral com um método de *Anti-windup*.

3.3 Controlador por Modos Deslizantes Integral com *Anti-windup* (CMDI-AW)

A proposta de um Controlador por Modos Deslizantes Integral com *Anti-windup* (CMDI-AW) tem como objetivo fornecer alto desempenho dinâmico, eliminando o erro em regime permanente e minimizando o problema de *windup*, respeitando a condição de atratividade apresentada na seção anterior.

O controlador proposto é inserido na estratégia de controle IFOC, inserindo-o nas malhas externas de controle, ou seja, na velocidade e fluxo. Tal situação é ilustrada na Figura 10, sendo utilizado controladores do tipo PI nas correntes i_{ds} e i_{qs} .

3.3.1 Aproximação da Função de Chaveamento Ideal

Conforme mencionado anteriormente, quando a função sinal é aplicada no CMD, o fenômeno do *chattering* é perceptível. A principal razão reside na natureza descontínua da função e da frequência de amostragem que é limitada pela capacidade do processador (UTKIN, 1993).

Além de relacionada ao problema de *chattering*, a função sinal quando utilizada em aplicações envolvendo o acionamento de motores com inversores de frequência, pode levar a uma operação de chaveamento do inversor com frequência variável. Essa operação ocasiona considerável aumento das perdas por chaveamento, o que aumenta sua temperatura

¹A verificação analítica da malha de fluxo e velocidade para o MIT considerando apenas u_n como ação de controle é apresentada na Seção 3.3.3.2

Figura 11 – Função de chaveamento saturação.

menor nível de *chattering* com perda de robustez a distúrbios e incertezas. No entanto, para valores pequenos a robustez se torna elevado, assim como o risco de *chattering*.

Analizando o gráfico da Figura 11 para diferentes inclinações é possível considerar um ponto de partida no ajuste da inclinação da função saturação. Portanto, aliando o máximo desempenho dinâmico com robustez a distúrbios e baixo erro em regime permanente (no caso de uma SD baseada apenas no erro), é considerado $K_{sat} = 0,025$ (se aproximando de uma função sinal).

Neste trabalho deseja-se ampla faixa de operação, desta forma é considerado a velocidade síncrona da máquina de 377 rad/s com corrente de magnetização de 1 A, logo para o controlador de velocidade e fluxo tem-se: $e_{xM} = 754$ e $e_{xM} = 2$, respectivamente. Utilizando (63) para encontrar o ganho K_{satx} no controlador de velocidade é obtido $K_{satx} = 18,5$ e ainda para a malha de fluxo $K_{satx} = 0,05$.

Desta maneira, é considerado um valor inicial de K_{satx} para os controladores de fluxo e velocidade. A priori, tais ganhos podem ser utilizados e teoricamente fornecer bom desempenho dinâmico em um sistema ideal. Contudo, em um sistema real deve-se ter uma relação entre desempenho e nível de *chattering* aceitável, os ganhos podem ser alterados conforme a qualidade dos sinais de realimentação, principalmente no que diz respeito a ruídos de medição.

3.3.2 Superfície de Deslizamento

Sabe-se que diversas superfícies podem ser utilizadas no controle vetorial do MIT, fornecendo características próprias de desempenho (PATEL et al., 2014). Neste sentido,

além da superfície proposta é apresentado duas superfícies tradicionais, abordando suas respectivas diferenças.

- **Superfície baseada no erro - CMD:** Uma das superfícies mais utilizadas envolvendo o controle vetorial do MIT é obtida por meio de (48) para $r = 1$ e $\zeta_x = 1$. Neste estudo o controlador será assumido como um convencional CMD e a expressão resultante é dada apenas pelo erro da variável de controle, tal como:

$$S(x) = e_x = (x - x^*). \quad (64)$$

Utilizando a função de chaveamento saturação em conjunto com as superfícies tradicionais baseadas em (48), o erro em regime permanente, mesmo que algumas vezes pequeno, sempre irá existir na saída da planta. No entanto, por não existir a necessidade de sintonizar parâmetros na superfície, o uso de (64) pode ser vantajoso para aplicações que toleram certa faixa de erro em regime permanente.

- **Superfície baseada no erro e na integral do erro - CMDI:** Como alguns sistemas requerem o uso de funções de chaveamento análogas à sinal para minimizar o problema do *chattering* e tornar viável seu uso, as SDIs surgem como alternativa eficaz e atraente. O interesse na SDI está ligado à capacidade de eliminação de erro em regime permanente na saída da planta.

Segundo Slotine e Li (1991) é possível generalizar a SDI $S(x)$ de maneira análoga a (48) e também satisfazer as condições de convergência do sistema, ou ao regime de modos deslizantes. Desta forma, a equação genérica para uma SDI é dada como:

$$S(x) = \left(\zeta_x + \frac{d}{dt} \right)^{r-1} \int e_x dt \quad (65)$$

sendo que $e_x = x(t)^* - x(t)$ é o erro; $x(t)^*$ é a variável de estado de referência; ζ_x é o fator de peso, r define os graus de liberdade do CMDI, e t é o tempo.

Considerando a superfície integral genérica (65) para grau dois ($r = 2$):

$$S(x) = e_x + \zeta_x \int e_x dt \quad (66)$$

Pela teoria de modos deslizantes, a propriedade de robustez perante variações paramétricas e distúrbios externos pode ser apenas alcançada depois da ocorrência de modos deslizantes, em termos práticos seria quando o erro da variável de controle se tornasse zero. No entanto, durante o período de *reaching phase* ou quando a variável não atingiu o valor de referência, não há garantia de robustez. Segundo Utkin, Guldner e Shi (2009), ao utilizar o CMDI tem-se a eliminação do período de *reaching phase*, já que a ocorrência de modos deslizantes é realizado durante toda a resposta do sistema.

- **Superfície baseada no erro e na integral do erro com método de *anti-windup* - CMDI-AW:** De maneira similar a SDI encontrada em (66), a superfície proposta busca eliminar o erro em regime permanente e ainda minimizar o problema do *windup*.

Geralmente todos os controladores que possuem um termo integral em sua estrutura estão sujeitos ao problema de *windup*. Quando o sistema se encontra em malha fechada, a parcela integral pode acumular erro indevidamente, que não é consequência da diferença entre o sinal de referência e o valor atual.

Nos controladores PI, quando o sinal de controle está saturado, a parcela integrativa pode continuar a integrar independentemente da saída. Essa situação se torna mais crítica quando existe grandes variações no sinal de referência. Nestas situações, este fenômeno pode fornecer um desempenho inadequado ao sistema, gerando respostas com elevado sobressinal e tempo de assentamento (ASTROM; HAGGLUND, 2005).

Para controladores PI, alguns métodos são usuais para solucionar o problema, tais como: *back calculation*, *conditional integration*, *integrator clamping*, método *feed-forward* e *full state prediction*, entre outros (LI; PARK; SHIN, 2011; SCOTTEDWARD; HALL, 2001). Embora se tenha diversos métodos para o controlador PI, o mesmo não pode ser dito para o CMDI.

De acordo com a definição de sistemas com modos deslizantes, a porção integral deve ser inserida apenas na SD (UTKIN; GULDNER; SHI, 2009). Assim, o *anti-windup* poderia ser realizado por meio da saturação do erro acumulado. No entanto, para pequenos sinais de referência, levaria muito tempo até que o erro acumulado atingisse o limite de saturação. Desta forma, o excesso ainda seria elevado, bem como o tempo de assentamento.

Uma vez que a saída do controlador já está saturada pela função de chaveamento, seria possível utilizar a integração condicional na SD. Neste caso, a parcela integrativa é chaveada (ligada ou desligada), dependendo da saída do controlador e do erro da variável de controle. Entretanto, utilizando esse método na SD seria difícil escolher um ganho integral ζ_x que forneça bom desempenho dinâmico para toda a faixa de operação.

A necessidade de atuar apenas na SD nos sistemas que utilizam modos deslizantes torna o problema mais complexo. Devido a este fato, o método proposto busca trazer a simplicidade encontrada na integração condicional.

O método de *anti-windup* é baseado em um ganho ϕ_x que irá reduzir o acúmulo do erro, de tal forma que a acumulação de erro seja pequena e não afete o sistema. Além disso, o ganho da parcela integrativa nunca excederá o valor delimitado por ζ_x .

O ganho ϕ_x é descrito em (67), sendo baseado na função triangular simétrica em torno da origem (Figura 12). Desta forma, ϕ_x possui valores estritamente positivos.

$$\phi_x = \begin{cases} 0, & \text{se } e_x \leq -K_{trg} \\ \frac{e_x + K_{trg}}{K_{trg}}, & \text{se } -K_{trg} < e_x \leq 0 \\ \frac{K_{trg} - e_x}{K_{trg}}, & \text{se } 0 < e_x \leq K_{trg} \\ 0, & \text{se } e_x \geq K_{trg} \end{cases} \quad (67)$$

sendo que K_{trg} define a base da função triangular.

Neste contexto, a superfície proposta que caracteriza o CMDI-AW e consequentemente minimiza o problema de *windup*, é descrita pela introdução de (67) em (66), tal como:

$$S(x) = e_x + \zeta_x \int \phi_x e_x dt \quad (68)$$

Figura 12 – Função triangular representada por ϕ_x .

Nesta superfície, diferentemente da forma tradicional descrita em (66), é necessário definir apenas o ganho da função triangular K_{trg} . Esse ganho irá definir o quanto o acúmulo do erro será reduzido. Na Figura 12 são descritas algumas funções triangulares considerando valores normalizados em função do erro, e para um controlador genérico o ganho K_{satx} pode ser formulado:

$$K_{trgx} = K_{trg} e_{xM} \quad (69)$$

Assim, a superfície (68) será regida pela escolha dos ganhos ζ_x e K_{trgx} . Para valores elevados de ζ_x o sistema irá apresentar maior robustez a distúrbios de carga, sendo necessário um valor pequeno de K_{trgx} para reduzir o acúmulo de erro. Ao utilizar valores pequenos de ζ_x tem-se uma resposta mais lenta quanto a redução do erro em regime permanente, requerendo um valor maior de K_{trgx} se comparado a situação anterior.

Portanto, tem-se uma relação de desempenho dinâmico quanto a escolha dos ganhos ζ_x e K_{trgx} , e sobretudo no que diz respeito a cumprir a condição de atratividade a superfície de deslizamento. A escolha dos ganhos ζ_x e K_{trgx} podem variar com o uso do termo equivalente u_{equ} na ação de controle, ou seja, se a ação de controle será dada apenas pelo termo chaveado u_n .

Neste sentido a próxima subseção visa analisar essa diferença e fornecer a condição necessária para que seja utilizado apenas o termo chaveado como ação de controle, evitando o uso de um termo paramétrico como ação de controle.

3.3.3 Verificação Matemática

Na teoria de modos deslizantes, o projeto do controlador deve ser separado em duas partes. A primeira refere-se a atrair o estado do sistema para a SD e a segunda representa a dinâmica na superfície. A dinâmica na SD esta relacionada principalmente a robustez à incertezas paramétricas e perturbações (MAHMOUDI et al., 1999). Com o objetivo de garantir essas condições será realizado duas análises abordadas na literatura: a primeira refere-se a uma analogia ao sistema genérico dado na Seção 3.3 e a segunda abordando uma verificação analítica considerando os dados do MIT. Para o MIT utilizado neste trabalho, os parâmetros são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do Motor de Indução Trifásico.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência nominal	-	1	cv
Resistência do estator	R_s	7,5022	Ω
Resistência do rotor	R_r	4,8319	Ω
Indutância do estator e rotor	$(L_s \text{ e } L_r)$	718,5	mH
Indutância principal	L_m	694,1	mH
Número de pares de pólos	p	1	
Constante de inércia	J	$6,7608 \cdot 10^{-4}$	Kg.m ²
Coefficiente de atrito viscoso	F	$3,4045 \cdot 10^{-4}$	N.m.s
Tensão nominal em delta (Δ)	-	220	V

Visto que na primeira abordagem tem-se a ação de controle composta por dois termos, sendo um paramétrico, a análise de atratividade pode ser simplificada à (61). Já na

segunda análise a ação de controle paramétrica é eliminada, utilizando apenas o termo chaveado e, portanto, requerindo a delimitação dos ganhos em função dos parâmetros da máquina utilizada

3.3.3.1 Verificação pelo método do controle equivalente

Como nos controladores de velocidade e fluxo é considerado $K_M > 0$, a atratividade a superfície de deslizamento é limitada a condição (61). Portanto, tem-se a necessidade de avaliar as superfícies de fluxo e velocidade.

Na análise é necessário verificar os dois termos de (61), sendo o primeiro $\partial S(x)/\partial x$ dependente da superfície adotada e o segundo $g(x)$ da equação que rege a variável de controle.

□ **Primeiro termo:** O termo $\partial S(x)/\partial x$ depende da superfície adotada, e considerando t como tempo, para a superfície (68) tem-se:

$$\frac{\partial S(x)}{\partial x} = -(1 + \zeta_x \phi_x t) \quad (70)$$

Nota-se, que o termo $\partial S(x)/\partial x$ da superfície adotada neste estudo possui valor negativo para qualquer tempo arbitrário. Vale ressaltar que para CMDI-AW proposto, o ganho ϕ_x será estritamente positivo, sendo dado pela função triangular.

Por meio da Figura 12 é possível verificar que quando o sistema está na superfície, o ganho ϕ_x tende a ser unitário, ou seja, um CMDI. No entanto, no momento de aproximação (*reaching phase*) ϕ_x tende a zero, ou ao CMD.

□ **Segundo termo:** Como o primeiro termo de (61) é negativo para a superfícies proposta, é necessário que $g(x)$ seja positivo em qualquer tempo arbitrário. Desta forma, para as malhas de fluxo e velocidade tem-se:

– **i_{mr} :** Para a superfície de fluxo a variável de estado x é dada por i_{mr} , e consequentemente, para analisar a atratividade desta superfície basta realizar a analogia de (42) com (47), tal como:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_{mr} = -\frac{i_{mr}}{T_r} + \frac{i_{ds}}{T_r} \\ x = i_{mr} \\ f(x) = -\frac{i_{mr}}{T_r} \\ g(x) = \frac{1}{T_r} \\ u_c = i_{ds}^* \end{cases} \quad (71)$$

Logo, considerando (61) para a malha de fluxo:

$$\frac{\partial S(x)}{\partial x}g(x) = -(1 + \zeta_x \phi_x t)\frac{1}{T_r} < 0 \quad (72)$$

Desde que ação de controle u_c seja análoga à (50), por meio de (72) nota-se que a condição de atratividade é satisfeita para a malha de fluxo. Conforme ressaltado, a composição de u_c deve ser composta por:

$$\begin{cases} u_c = i_{ds_{equ}}^* + i_{ds_n}^* \\ i_{ds_n}^* = K_M \text{sgn}(S(x)) \\ \dot{S}(x) = 0 \implies i_{ds_{equ}}^* = T_r(\dot{i}_{mr}^* + \zeta_x \phi_x(i_{mr}^* - i_{mr}) + i_{mr}). \end{cases} \quad (73)$$

- ω_{mec} : Na superfície de velocidade a variável de estado x é dada por ω_{mec} e realizando a analogia de (27) e (44) com (47), chega-se a expressão:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(\omega_{mec}) = \frac{K_\omega i_{mr} i_{qs}}{J} - \left(\frac{F\omega_{mec}}{J} + \frac{T_l}{J} \right) \\ x = \omega_{mec} \\ f(x) = - \left(\frac{F\omega_{mec}}{J} + \frac{T_l}{J} \right) \\ g(x) = \frac{K_\omega i_{mr}}{J} \\ u_c = i_{qs}^* \end{cases} \quad (74)$$

Para o CMDI-AW na malha de velocidade é possível encontrar:

$$\frac{\partial S(x)}{\partial x} g(x) = -(1 + \zeta_x \phi_x t) \frac{K_\omega i_{mr}}{J} < 0 \quad (75)$$

Analisando (75) e considerando que o fluxo do rotor será mantido constante, ou seja, $i_{mr} > 0$, a condição de atratividade é satisfeita para o CMDI-AW. Entretanto, para que (75) seja verdadeira, a ação de controle u_c deve ser dada por duas parcelas:

$$\begin{cases} u_c = i_{qs_{equ}}^* + i_{qs_n}^* \\ i_{qs_n}^* = K_M \text{sgn}(S(x)) \\ \dot{S}(x) = 0 \implies i_{qs_{equ}}^* = \frac{1}{K_\omega i_{mr}} (J(\dot{\omega}_{mec}^* + \zeta_x \phi_x e_x) + F\omega_{mec} + T_l). \end{cases} \quad (76)$$

Embora qualquer valor de $\zeta_x > 0$ satisfaça a condição de convergência nas malhas de fluxo e velocidade, nessa análise é necessário ter a ação de controle dada pelo termo equivalente. No caso do acionamento do MIT, os parâmetros da máquina estão sujeito à variações, principalmente pela mudança de temperatura. Além disso, para a malha de velocidade é necessário incluir um estimador de torque de carga.

3.3.3.2 Verificação analítica

Dados os inconvenientes de se utilizar um termo paramétrico na ação de controle, a seguir é realizado uma verificação analítica com o objetivo de evitar u_{equ} e ainda satisfazer a condição de convergência. Assim como no método do controle equivalente, nesta análise será considerado o CMD ideal, o qual utiliza a função de chaveamento sinal e pode garantir a invariância à distúrbios e incertezas.

- ω_{mec} : Considerando (68) para um CMD ideal na malha de velocidade (27), o sistema é regido por (77). Diferente da análise anterior, a ação de controle é dada apenas por um termo chaveado, sendo neste caso $i_{qs_n}^*$.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_{mec}}{dt} &= \frac{K_w i_{mr} K_M \text{sgn}(S(x))}{J} - \frac{F(\omega_{mec}^* - e_x)}{J} - \frac{T_l}{J} \\ \begin{cases} u_c = i_{qs_n}^* = K_M \text{sgn}(S(x)) \\ S(x) = e_x + \zeta_x \int \phi_x e_x dt \\ \omega_{mec} = \omega_{mec}^* - e_x. \end{cases} \end{aligned} \quad (77)$$

Resolvendo (77) para (56) é possível restringir a análise a:

$$A|S(x)| > S(x)(B + e_x(\zeta_x \phi_x J - F)) \quad (78)$$

sendo que $A = K_w i_{mr} K_M$ e $B = F\omega_{mec}^* + T_l$.

Dada a condição de módulo em (78), é necessário avaliar a equação para $S(x) > 0$ e $S(x) < 0$, e portanto tem-se:

$$\begin{cases} Se \ S(x) > 0 \ \text{então} \ \zeta_x \phi_x < \frac{1}{J} \left(\frac{A-B}{e_x} + F \right) \\ Se \ S(x) < 0 \ \text{então} \ \zeta_x \phi_x < \frac{1}{J} \left(\frac{-A-B}{e_x} + F \right). \end{cases} \quad (79)$$

Nota-se que é possível satisfazer a condição de atratividade desde que se tenha o termo $\zeta_x \phi_x$ dentro de valores delimitados. Para facilitar a compreensão é possível representar graficamente a inequação (79), sendo necessário assumir os parâmetros nominais da máquina apresentados na Tabela 1 e, para o caso mais extremo, o torque de carga nominal (1,8 N) e velocidade síncrona de 377 rad/s, o erro é variado dentro dos limites máximos a fim de fornecer os valores máximos admitidos de $\zeta_x \phi_x$ em função do erro. Para tal situação o gráfico da Figura 13(a) pode ser encontrado.

Como na superfície de velocidade é considerado apenas valores estritamente positivos para ζ_x e ϕ_x , a análise pode ser restrita a parcela positiva. Dado o contexto, a relação $\zeta_x \phi_x$ (função triangular) que garanta a condição de atratividade deve estar inscrita nas hipérboles, tal situação é ilustrada na Figura 13(b).

- i_{mr} : De maneira similar, a superfície integral proposta também é considerada para um controlador de modos deslizantes ideal na malha de fluxo (42). Neste caso o sistema é regido por (80), sendo a ação de controle dada apenas pelo termo chaveado $i_{ds_n}^*$.

$$\begin{aligned} \frac{di_{mr}}{dt} &= \frac{-(i_{mr}^* - e_x)}{T_r} - \frac{K_M \text{sgn}(S(x))}{T_r} \\ \begin{cases} u_c = i_{ds_n}^* = K_M \text{sgn}(S(x)) \\ S(x) = e_x + \zeta_x \int \phi_x e_x dt \\ i_{mr} = i_{mr}^* - e_x. \end{cases} \end{aligned} \quad (80)$$

(a)

(b)

Figura 13 – Limites de $\zeta_x \phi_x$ para que a condição de atratividade seja satisfeita na malha de velocidade, considerando em (a) qualquer valor arbitrário e em (b) apenas valores positivos de $\zeta_x \phi_x$.

Resolvendo (80) para (56) é possível restringir a análise a:

$$K_M |S(x)| > S(x)(i_{mr}^* + e_x(\zeta_x \phi_x T_r - 1)). \quad (81)$$

Dada a condição de módulo em (81), é necessário avaliar a equação para $S(x) > 0$

e $S(x) < 0$ e, portanto:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Se } S(x) > 0 \text{ então } \zeta_x \phi_x < \frac{1}{T_r} \left(\frac{K_M - i_{mr}^*}{e_x} + 1 \right) \\ \text{Se } S(x) < 0 \text{ então } \zeta_x \phi_x < \frac{1}{T_r} \left(\frac{-K_M - i_{mr}^*}{e_x} + 1 \right). \end{array} \right. \quad (82)$$

Similar a malha de velocidade, é possível satisfazer a condição de atratividade com $\zeta_x \phi_x$ dentro de valores delimitados. Para encontrar esses limites, utiliza-se a constante de tempo do rotor T_r da máquina utilizada, além da corrente de magnetização nominal de 1 A. Desta forma, o gráfico da Figura 13(a) pode ser encontrado considerando os erros máximos admitidos na inequação (82).

Assumindo apenas valores positivos de $\zeta_x \phi_x$ pode-se construir uma função triangular dentro dos limites pré estabelecidos de tal forma que garanta a condição de atratividade. Desta maneira, a função triangular admitida para a malha de fluxo é ilustrada na Figura 14(b).

À vista do que foi apresentado nesta seção, notou-se que é possível garantir a atratividade a SD sem utilizar o termo equivalente, desde que se tenha a relação $\zeta_x \phi_x$ (função triangular) inserida nos limites estabelecidos por (79) e (82) nas malhas de velocidade e fluxo, respectivamente.

Como o termo equivalente torna o controlador paramétrico, neste trabalho é utilizado apenas o termo chaveado, sendo $\zeta_x = 20$ para a superfície de velocidade e $\zeta_x = 3$ para a superfície de fluxo, ilustrados nas Figuras 13(b) e 14(b), respectivamente.

(a)

(b)

Figura 14 – Limites de $\zeta_x \phi_x$ para que a condição de atratividade seja satisfeita na malha de fluxo, considerando em (a) qualquer valor arbitrário e em (b) apenas valores positivos de $\zeta_x \phi_x$.

Procedimentos de Simulação e Bancada Experimental

Nesse capítulo são apresentados todos os elementos envolvidos na implementação da simulação do sistema de controle além dos itens que constituem a bancada de ensaios experimentais.

4.1 Procedimentos das Simulações

O software utilizado nas simulações é o MATLAB[®], devido principalmente às suas ferramentas chamadas de *toolboxes* e sua aceitação na literatura na validação de diversos trabalhos. O MATLAB[®] ainda conta com um ambiente gráfico de simulação chamado *Simulink*.

O *Simulink* é uma plataforma de software para modelagem, simulação e análise de sistemas dinâmicos. Suporta sistemas lineares e não lineares em tempo contínuo ou discreto, possuindo um ambiente gráfico em conjunto com um acervo de *toolboxes*. Em particular a *toolbox SimPowerSystems* é utilizada nas simulações, principalmente por disponibilizar ao usuário elementos para a construção de circuitos, além de blocos para medições de grandezas elétricas, fornecendo ferramentas de análise para modelagens e simulações de sistemas de energia, tendo modelos de máquinas elétricas, eletrônica de potência, controle entre outras. Portanto, por meio dessas ferramentas busca-se aproximar as simulações das situações encontradas na bancada de ensaios.

Para tanto, a simulação é subdividida em blocos conforme apresentado na Figura 15 no ambiente *Simulink*. O diagrama é composto por quatro blocos principais, sendo classificados da seguinte forma: (a) sistema de acionamento, (b) sensores de corrente, (c) MIT e (d) *S-function* (sistema de controle).

Desta forma, com o auxílio da *toolbox SimPowerSystems* os itens da simulação são divididos a seguir:

Figura 15 – Diagrama do esquema de simulação composto por blocos da *toolbox SimPowerSystems*, sendo que (a) representa o sistema de acionamento, (b) os sensores de corrente, (c) MIT e (d) *S-function* (sistema de controle).

- ❑ **Sistema de acionamento:** O sistema de acionamento é composto pelos blocos SVPWM e conversor CC/CA. O bloco SVPWM é responsável por gerar os pulsos modulados que irão acionar o conversor CC/CA, sendo este composto por chaves do tipo *Insulated-Gate Bipolar Transistor* (IGBT) acionadas com frequência de chaveamento de 5kHz.

A geração dos pulsos no bloco SVPWM se devem pela comparação entre um sinal da portadora e um sinal de controle. Os sinais de controle (saída do bloco *S-function*), também chamados de sinais moduladores, são comparados com um sinal da portadora (função dente de serra) afim de gerar os pulsos usados no controle do bloco conversor CC/CA.

No bloco SVPWM é utilizado a técnica de modulação em vetores espaciais devido principalmente a algumas características tais como: alcança grande limite de modulação linear com injeção automática de terceiro harmônico, menor faixa de harmônicos com tensão de saída aproximadamente 15% maior se comparado ao uso da modulação senoidal e portanto maior eficiência na utilização do barramento de Corrente Contínua (CC) (ZELECHOWSKI, 2005).

- ❑ **Sensores:** Este bloco é composto pelos sensores de corrente do *toolbox SimPowerSystems* inseridos nas fases a e b.
- ❑ **S-function:** O bloco *S-function* representa o sistema de controle. A *S-function* é uma ferramenta que permite a implementação dos algoritmos no domínio do tempo discreto em uma linguagem *script* diferente da linguagem gráfica do *Simulink*, apro-

ximando os algoritmos simulados com os implementados na prática em Processador Digital de Sinais - *Digital Signal Processor* (DSP). Portanto, para a realização do método de controle é necessário converter as equações contínuas no tempo para equações discretas no tempo. O algoritmo de controle utiliza os sinais de velocidade e das correntes da fase *a* e *b*.

Desta forma, todo o código da estratégia de controle IFOC assim como os controladores por modos deslizantes são implementados em *S-function*, sendo utilizado dois tempos discretos em todas as simulações realizadas: um *loop* externo de 20kHz para realização de filtro passa-baixa e média móvel nos sinais das correntes e estimação do vetor de fluxo do rotor e outro *loop* de 5kHz para o sistema de controle.

❑ Motor de Indução Trifásico:

O bloco do MIT no *Simulink* pode ser configurado dentre definições pré-definidas pela *toolbox SimPowerSystems*, neste sentido são inseridos os parâmetros do motor de indução trifásico do tipo gaiola de esquilo utilizado na bancada de ensaios, os parâmetros foram estimados por Couto (1996) e são apresentados na Tabela 1.

4.2 Bancada experimental

Nesta seção são descritos os principais componentes que compõem a bancada de ensaios experimentais, sendo apresentados na Figura 16. Essa bancada é composta por uma máquina de indução trifásica, inversor de frequência trifásico, variador de tensão trifásico, *Hardware de interface*, *encoder* e sensores de corrente e de tensão.

❑ **Máquina de indução trifásica:** Máquina do tipo gaiola de esquilo com potência nominal de 1 cv. Os parâmetros deste motor são encontrados na Tabela 1.

❑ **Inversor de frequência:** O inversor trifásico utilizado para desenvolver o acionamento do MIT consiste em um inversor da SEMIKRON, constituído de um circuito retificador de tensão SKD51/52 e composto por chaves semicondutoras IGBTs SKM40GDL123D com módulos de acionamento SKIH22. O barramento CC possui um banco de capacitores que juntos possuem o valor de 8,16mF/400V.

A alimentação dos módulos de acionamento são realizadas por meio de uma fonte de tensão contínua de 15 V. Vale ressaltar que o inversor possui um sistema de proteção contra inter-travamento, baseado em um período de tempo morto (*dead-time*) entre o ligamento das chaves, evitando o acionamento simultâneo dos IGBTs superiores e inferiores.

❑ **Variador de tensão trifásico:** O variador de tensão trifásico pode fornecer uma tensão por fase de 220 V_{rms} . A potência do equipamento é de 2000 W, sendo suficiente para realização de ensaios com o MIT utilizado.

Figura 16 – Esquema geral da bancada experimental de ensaios.

- ❑ **Sensores *hall* de corrente:** Dada a consideração de um sistema simétrico, surge a necessidade de medir apenas duas correntes de fase.

Para tanto, foi escolhido o sensor de corrente de efeito *hall*, devido a algumas de suas características: menor dissipação de calor em relação aos resistores shunt, fácil calibração, isolamento galvânica e sensibilidade para uma vasta gama de valores de correntes. Neste sentido optou-se pelo sensor de efeito *hall* HXS-20NP (LEM *components*®), as principais características podem ser vistas na Tabela 2.

Tabela 2 – Principais características do sensor de corrente HXS-20NP

Característica	Especificação
Correntes medidas (I_{PN})	5, 10, 20 A
Correntes máximas medidas (I_P)	15, 30, 60 A
Tensão de alimentação	5 V
Tensão no pino de saída (rms)	$2,5 \pm (0,625 \cdot \frac{I_P}{I_{PN}})$ V
Resistor de medição	$R_{mc} \geq 2k\Omega$
Linearidade	Menor que 0.5%
Tempo de resposta	3 μ s

No projeto é definido para que o sensor trabalhe na faixa de 5 A, contudo dependendo da ligação, é possível configurá-lo para outras faixas de operação, sendo 10 e 20 A. Quando não existe corrente (0 A), a tensão no pino de saída é de 2,5 V, sendo obtida por meio de um resistor R_{mc} , conforme definido na Tabela 2.

Posteriormente à etapa de medição, deve-se fazer um tratamento dos sinais. Como a saída de tensão deste sensor opera com 5 V é utilizado um amplificador operacional trabalhando na configuração isolador (*buffer*) e em seguida por meio de um divisor de tensão resistivo é fornecido a tensão de trabalho do DSP (3,3 V). O projeto completo envolvendo este sensor pode ser encontrado no Apêndice A.

- **Sensores *hall* de tensão:** Para monitorar a tensão do barramento é utilizado apenas um sensor *hall* LV-20P (LEM *components*®). As principais características deste sensor são dadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Principais características do sensor de tensão LV 20-P

Característica	Especificação
Tensão máxima medida	500 V
Tensão de alimentação	± 12 V
Corrente nominal no primário (rms)	10 mA
Corrente nominal no secundário (rms)	25 mA
Resistor de medição	$30\Omega \leq R_{mt} \leq 190\Omega$
Relação de transformação	2500 : 1000
Linearidade	Menor que 0.2%
Tempo de resposta	40 μ s

Como visto na Tabela 3 a tensão de saída é obtida com o uso de uma resistência R_{mt} . O sensor é alimentado com uma tensão simétrica de ± 12 V, dessa forma, no projeto do sensor surgiu a necessidade de elevar a tensão e posteriormente adequar a 3,3 V. O condicionamento do sinal é dado com o uso de amplificadores operacionais, o circuito do projeto pode ser visualizado no Apêndice A.

- ***Encoder*:** Por meio do *encoder* incremental acoplado ao MIT da Figura 16 pode-se obter a posição do rotor. Este *encoder* possui três canais (A, B, C), sendo que dois deles fornecem pulsos defasados entre si, permitindo saber qual deles passa do nível baixo para o alto primeiro, determinando o sentido de rotação. Embora o último canal não seja utilizado, o mesmo identifica o ponto “zero” e cada pulso gerado indicará uma volta, conhecido como posição absoluta.

Cada *encoder* possui uma quantidade de pulsos por revolução, ou seja, em 360° será dado uma determinada quantidade de pulsos, sendo que o utilizado possui 1500 Contagem por Revolução - *Counts per Revolution* (CPR), fornecendo uma resolução de $0,24^\circ$.

- ***Hardware de interface*** Corresponde aos itens que compõem uma *interface* entre o DSP e o inversor de frequência, sendo todos encontrados em um *rack* conforme ilustrado na Figura 16. Neste *rack* encontra-se o DSP, fontes de tensão contínua para alimentação dos circuitos e um circuito de condicionamento de sinal.

As principais características do DSP TMS32F2877D utilizado no projeto são listadas a seguir:

- Arquitetura *Dual-core* TMS320C28x de 32-bit/200MHz trabalhando com ponto flutuante;
- Tensão de trabalho das portas I/O de 3,3 V;
- 24 canais Modulação por Largura de Pulso - *Pulse Width Modulation* (PWM), sendo que 16 são de alta resolução;
- 16 canais de conversores A/D de 16 bits e 24 canais de 12 bits;
- Dispõe de periféricos para leitura de sinais do *encoder*, *Quadrature Encoder Pulse Unit* (QEP) que possibilita calcular grandezas como velocidade, posição e sentido de rotação, podendo trabalhar em quadratura para melhoria da resolução. Desta forma, para o *encoder* utilizado é possível obter uma resolução de 0,06°.

O DSP TMS32F2877D é utilizado para adquirir os sinais analógicos dos sensores e também os pulsos gerados pelo *encoder* e calcular a velocidade mecânica. Desta forma, é possível implementar todo o circuito de controle e enviar os sinais que irão controlar o inversor de frequência.

As portas digitais do DSP da *Texas Instruments* trabalham com tensões de 3,3 V para representar o nível lógico 1 e 0 V para o nível lógico 0. Desta maneira, surge a necessidade de desenvolver uma placa que adeque este sinal para o nível de trabalho do inversor (15 V). Além disso, torna-se necessário isolar as entradas/saídas do DSP com o inversor para proteção contra eventuais sobretensões ou erro de conexões efetuadas pelo operador.

No circuito proposto são utilizados opto-acopladores para garantir a isolamento elétrica entre os dois dispositivos. Com a isolamento garantida, a tensão é elevada por meio de um *level shifter* para acionar o inversor. O circuito geral pode ser visualizado no Apêndice A.

Resultados

5.1 Introdução

Com o objetivo de analisar e validar a estratégia de controle IFOC com controladores por modos deslizantes, os resultados são obtidos por meio de simulações na plataforma MATLAB/*Simulink*® e na bancada experimental de ensaios, seguindo os procedimentos abordados no Capítulo 4.

Para investigar o desempenho do controlador são realizados testes com velocidade tanto em alta como em baixa rotação, além de teste com variações de cargas acopladas ao eixo do motor. O objetivo é de analisar o desempenho dinâmico do sistema quanto ao uso de diferentes superfícies de deslizamento, examinando ainda o problema do *chattering* por meio de um teste considerando a função de chaveamento ideal.

Com o intuito de facilitar a discussão dos resultados, os controladores serão referenciados quanto a SD utilizada, sendo (64) no caso do CMD, (65) para o CMDI e por fim (68) refere-se ao CMDI-AW. Quando considerado o uso da função de chaveamento sinal tem-se o CMD ideal, enquanto que ao utilizar a função saturação o CMD será abordado como convencional.

Além desses controladores, é utilizado o controlador PI com o método *anti-windup back-calculation* ilustrado na Figura 17.

Figura 17 – Estrutura do controlador PI utilizando o método *anti-windup back-calculation*.

sendo que K_p é o ganho proporcional do controlador PI, K_i é o ganho integral do con-

trolador PI, K_b é o ganho do método de *anti-windup back calculation* e K_s delimita a saturação do controlador PI.

No caso do controlador PI, o foco principal não está em realizar uma comparação de desempenho, mas demonstrar a situação encontrada em diversos inversores comerciais utilizados em ambientes industriais. O desempenho do controlador PI está relacionado a sintonia dos ganhos, tornando uma comparação extremamente difícil. Inicialmente, o controlador PI é sintonizado pelo método de Ziegler-Nichols, sendo posteriormente ajustado iterativamente, conforme proposto por Astrom e Hagglund (2005). O mesmo procedimento foi realizado para sintonia dos controladores PI das corrente i_{ds} e i_{qs} .

Conforme mencionado, é abordado um conjunto de testes, e quando não mencionado, o fluxo será mantido constante na atuação sobre i_{ds} , mantendo em seu valor nominal de 1 A. Nos resultados apresentados, considera-se que a máquina já está magnetizada, ou seja, a máquina só é partida após o fluxo alcançar seu valor nominal. Cabe ressaltar que as correntes da máquina são limitadas ao valor nominal de 2,7 A, com objetivo de fornecer proteção contra sobrecorrente no MIT.

Para se ter um padrão de análise entre os resultados de simulação e da bancada experimental de ensaios é utilizado os mesmos parâmetros dos controladores em ambos os casos, tais parâmetros são apresentados na Tabela 4

Tabela 4 – Parâmetros dos controladores.

Controladores de Velocidade			
CMD Ideal - função sinal			
$K_M = 2,7$			
CMD Convencional - função saturação			
$K_M = 2,7$	$K_{satx} = 9$		
CMDI - função saturação			
$K_M = 2,7$	$K_{satx} = 9$	$\phi_x = 0,75$	
CMD-AW - função saturação			
$K_M = 2,7$	$K_{satx} = 9$	$\phi_x = 20$	$K_{trgx} = 40$
PI com <i>anti-windup</i>			
$K_s = 2,7$	$K_p = 0,22$	$K_i = 4,2452$	$K_b = 0,25$
Controladores de corrente PI (i_{ds}, i_{qs})			
$K_s = 311$	$K_p = 12.79$	$K_i = 2256$	
Controlador de Fluxo CMD-AW (i_{mr}) - função saturação			
$K_M = 2,7$	$K_{sat} = 0,1$	$\phi_x = 5$	$K_{trgx} = 0,5$

Para finalizar, ainda com relação a organização dos ensaios, optou-se por não utilizar controlador de fluxo nos primeiros testes, possibilitando uma análise mais criteriosa na comparação dos controladores abordados neste estudo. Assim, para facilitar a compreensão na organização dos ensaios, tem-se um resumo dos controladores abordados em cada teste na Tabela 5, sendo tais controladores ilustrados na Figura 18.

Tabela 5 – Controladores utilizados durante os testes.

Teste 1		
Ensaio	Controlador 1	Controlador 2
1º	CMD Ideal	- - -
Teste 2		
Ensaio	Controlador 1	Controlador 2
1º	PI com <i>anti-windup</i>	- - -
2º	CMD	- - -
3º	CMDI	- - -
4º	CMDI-AW	- - -
Teste 3		
Ensaio	Controlador 1	Controlador 2
1º	CMDI-AW	CMDI-AW

Figura 18 – Diagrama do controle vetorial IFOC com o acionamento do MIT utilizado nos ensaios.

5.2 Teste 1 - Análise do Chattering

A fim de demonstrar o problema do *chattering*, é inserido o CMD ideal na malha de velocidade utilizando a função de chaveamento sinal e SD baseada apenas no erro de velocidade. Para tanto, é considerado um valor de referência fixo de 2000 (RPM) com a componente direta da corrente, permanecendo constante em 1 A, tendo ainda a inserção do torque nominal de 1,8 N.m no instante 0,5 segundo com sua retirada em 0,9 segundo. Ao utilizar a função sinal dada em (45), é necessário definir apenas o valor máximo de saída do controlador por meio do ganho K_M , sendo neste caso de 2,7 A. Nos

resultados apresentados a máquina já se encontra magnetizada, sendo o fluxo controlado indiretamente por i_{ds} .

A Figura 19 ilustra o desempenho da velocidade angular mecânica com o uso da função sinal na simulação e também na bancada experimental de ensaios. Quando são inseridos os distúrbios de carga, as ondulações abaixo da referência aumentam, contudo é possível afirmar que a resposta apresenta elevada robustez à variação do torque de carga nominal. Dados os ruídos de medição inerentes a sistemas reais, o resultado experimental apresenta uma resposta mais ruidosa, apresentando também um ruído sonoro. Essas oscilações acentuadas próximas da referência são indesejadas e caracteriza o problema do *chattering*.

Figura 19 – Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1, 8 N.m utilizando a função de chaveamento sinal no CMD, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.

O resultado da rápida resposta de velocidade, é consequência do máximo esforço de

controle característico de sistemas que utilizam o CMD, sendo observado no sinal de saída do controlador ilustrado na Figura 19. Entretanto, a corrente i_{qs} se apresenta ruidosa, e consequentemente, o torque eletromagnético.

A resposta recortada de i_{qs}^* na Figura 19(b), justifica-se pela necessidade de utilizar dois canais de PWM em conjunto com um filtro passa-baixa analógico para demonstrar os sinais i_{qs}^* e i_{qs} , já que o DSP utilizado possui apenas dois canais de conversão digital/analógico.

As ondulações encontradas em i_{qs} causam também a deterioração das correntes trifásicas, como pode ser visualizada na Figura 20. Conforme ressaltado, a deterioração das correntes permanecem quando a carga é inserida.

Figura 20 – Correntes trifásicas ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando a função de chaveamento sinal no CMD, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.

Notou-se durante as simulações que o CMD utilizando a função sinal necessita de elevadas frequências de chaveamento para tornar as respostas menos ondulatórias e ainda manter as correntes trifásicas sem distorção, sendo que os valores elevados se tornam impraticáveis em caso de uma implementação prática na bancada de ensaios.

Os resultados obtidos por meio da simulação e da bancada de ensaios comprovaram a dificuldade de obter bom desempenho dinâmico no controle do MIT considerando o uso da função de chaveamento ideal, ou seja, a função sinal. Desta forma, a única vantagem desse controlador se resume na ausência de esforço em sintonizar seus parâmetros, visto que apenas K_M deve ser definido.

Portanto, como a função sinal está diretamente ligada ao problema do *chattering* no MIT, pode-se utilizar uma função análoga a sinal para minimizar o problema, sendo tal estratégia abordada nos testes seguintes.

5.3 Teste 2 - Velocidade constante com variação de carga

Neste teste são apresentados os resultados perante um degrau de velocidade de 0 a 2000 RPM, sendo posteriormente o torque de carga de 1,8 N.m inserido no instante 0,5 segundo e retirado em 0,8 segundo. Nos resultados apresentados a máquina já se encontra magnetizada, sendo o fluxo controlado indiretamente por i_{ds} .

Diferente do teste anterior, a função saturação é aplicada em todos os controladores considerados, sendo: CMD, CMDI e o CMDI-AW. Além disso, o controlador PI com o método *back-calculation* também é utilizado. Os parâmetros utilizados nos controladores são apresentados na Tabela 4.

Um dos objetivos deste teste é verificar as influências da inserção de uma região linear na função de chaveamento, ou seja, o uso da função saturação para minimizar o problema do *chattering*. Neste caso, os controladores são considerados na literatura como *pseudo-CMDs* (SHTESEL et al., 2014).

Inicialmente é apresentado o comportamento do sistema ao utilizar o tradicional controlador PI, os resultados de simulação e da bancada de ensaios são apresentados na Figura 22.

Dado o uso do método *anti-windup*, a resposta de velocidade do controlador PI não apresentou sobressinal, exibindo aceitável robustez ao distúrbio de carga. A variação da velocidade quanto aos distúrbios de carga, assim como o tempo de assentamento, podem ser melhorados como o refinamento dos ganhos K_p e K_i . Entretanto, essa estratégia pode requerer grande esforço de projeto.

O comportamento do CMD convencional é apresentado na Figura 22. Neste CMD, o qual utiliza apenas o erro da velocidade como superfície, apresenta erro em regime permanente, sendo mais expressivo após a inserção de carga no eixo.

O erro em regime permanente apresentado na resposta de velocidade pode ser reduzido pela mudança do ganho K_{satx} na função saturação. No entanto, essa manobra pode aumentar o nível de *chattering* e apresentar resultado similar ao apresentado na seção anterior, como na Figura 19.

(a)

(b)

Figura 21 – Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando o PI com método *anti-windup back calculation*, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.

Embora se tenha erro em regime permanente, o efeito do *chattering* é minimizado, mesmo no resultado experimental onde existe ruídos de medição. Destaca-se como principal vantagem desse controlador a necessidade de definir K_M e apenas sintonizar K_{satx} , sendo atrativo para aplicações que tolerem certa faixa de erro em regime permanente.

A terceira situação apresentada visa eliminar o problema do erro em regime permanente, assim como, manter a redução de *chattering* apresentada no CMD convencional. Para isso, utiliza-se o CMDI, exibindo seus resultados de simulação e da bancada experimental de ensaios na Figura 23.

A inserção do termo integral na SD traz uma resposta de velocidade com elevado sobressinal e tempo de assentamento. Nota-se que diferente das respostas anteriores, foi necessário aumentar a escala para verificar o comportamento do sistema, sendo neste caso a carga inserida e retirada nos instantes de 1,9 e 5,9 segundos, respectivamente. No

(a)

(b)

Figura 22 – Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando o CMD convencional, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.

entanto, o problema do erro em regime permanente encontrado na CMD convencional é eliminado, inclusive com a presença do torque de carga.

No CMDI, valores pequenos de ϕ_x (termo integral) leva a uma dinâmica lenta na eliminação do erro em regime permanente, enquanto que para valores elevados de ϕ_x , o sobressinal é atenuado. Logo, sintonizar o ganho ϕ_x se torna um processo difícil, com isso, impedindo o bom desempenho dinâmico. Portanto, os resultados obtidos demonstram a dificuldade de operar com um termo integral na SD.

Por fim, os resultados encontrados ao utilizar CMDI-AW são apresentados na Figura 24. Nota-se que o sinal de controle i_{qs}^* se apresenta de maneira similar aos sinais encontrados no CMD e no CMDI, com nível de *chattering* aceitável.

Destaca-se no CMDI-AW a rápida resposta com baixo sobressinal ($\approx 2,5\%$), mesmo utilizando o ganho ϕ_x vinte seis vezes maior que o utilizado no CMDI. Logo, nota-se que

(a)

(b)

Figura 23 – Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1, 8 N.m utilizando o CMDI convencional, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.

o uso da função triangular para minimizar o acúmulo do erro é essencial para o bom desempenho do sistema.

Em se tratando de robustez a distúrbios de carga, o CMDI-AW apresenta a melhor resposta de todos os controladores apresentados, incluindo o controlador PI.

Embora o controlador PI apresente bom desempenho dinâmico, pode ser pontuado o elevado esforço de sintonia de seus ganhos para se ter um desempenho similar ao CMDI-AW. Para sintonizar os ganhos do controlador PI é necessário realizar ensaios ou utilizar os parâmetros do MIT, enquanto que nos CMD, é necessário considerar apenas os dados nominais da máquina, como velocidade e corrente máxima permitida, sem a necessidade de parâmetros mecânicos como a constante de atrito viscoso e o momento de inércia..

Tendo em vista o uso da função de chaveamento saturação em todos os CMDs considerados neste teste, é possível visualizar o elevado nível de robustez perante distúrbios e

sobretudo a redução do *chattering*, se comparado ao uso da função de chaveamento sinal demonstrada no teste anterior.

Desta forma, mesmo não se tendo um controlador por modos deslizantes ideal, elevado nível de robustez pode ser garantido considerando ganhos adequados, principalmente no que se refere à inclinação da função saturação. Além disso, analisando os sinais de i_{qs}^* dos CMDs apresentados, a característica de máximo esforço de controle em sistemas que utilizam modos deslizantes é mantida.

(a)

(b)

Figura 24 – Resposta ao degrau de velocidade de 2000 RPM com variação do torque de carga de 1,8 N.m utilizando o CMDI-AW, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.

5.4 Teste 3 - Sinal de Referência senoidal

Por fim, o último teste visa demonstrar a capacidade de rastreo sob um sinal de referência senoidal. Visto as vantagens do CMDI-AW em relação aos outros CMDs, neste

teste é abordado apenas o uso do mesmo. Para este caso final, o CMDI-AW é também inserido no controlador de fluxo, como exibido na Figura 10.

O sinal de referência senoidal tem 2500 RPM de valor de pico, com frequência de 0,5 Hz. A corrente de magnetização é mantida constante no valor de 1 A.

A Figura 25 visa fornecer subsídios para análise do controlador de velocidade, demonstrando a resposta de velocidade ao sinal de referência senoidal, assim como a saída do controlador dada por i_{qs}^* .

Figura 25 – Resposta de ω_{mec} e i_{qs} ao sinal de referencia senoidal com frequência de 0,5 Hz e velocidade de pico de 2500 RPM, utilizando o CMDI-AW, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.

Assim como na simulação, o CMDI-AW proporcionou bom desempenho dinâmico ao MIT na bancada experimental de ensaios. Embora a saída do controlador de velocidade apresente certo nível de *chattering*, o mesmo não afetou o desempenho do sistema, comprovado pelo comportamento de ω_{mec} e também por i_{qs} .

A resposta do fluxo pode ser vista na Figura 26, assim como a saída do controlador de fluxo i_{ds}^* . O CMDI-AW quando inserido na malha de fluxo manteve o mesmo constante, garantindo o desacoplamento entre fluxo e torque em regime permanente.

Por fim, as correntes trifásicas são apresentadas na Figura 27. Diferente do resultado apresentado na Figura 20, as correntes mantiveram sua característica senoidal. Vale ressaltar que no teste utilizando a função de chaveamento sinal a velocidade era considerada constante, enquanto que neste, é variada constantemente.

(a)

(b)

Figura 26 – Resposta de i_{mr} e i_{ds} ao sinal de referência senoidal com frequência de 0,5 Hz e velocidade de pico de 2500 RPM, utilizando o CMDI-AW, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.

Figura 27 – Resposta das correntes trifásicas ao sinal de referencia senoidal com frequência de 0,5 Hz e velocidade de pico de 2500 RPM, utilizando o CMDI-AW, sendo (a) o resultado de simulação e (b) o resultado experimental.

Conclusões Gerais e Diretivas Futuras

6.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho investigou-se o controle vetorial da máquina de indução operando com alto desempenho dinâmico. Para tanto, foi proposto o uso de um controlador por modos deslizantes integral, denominado CMDI-AW, inserido nas malhas de controle de fluxo e velocidade na estratégia de controle IFOC.

O controle por modos deslizantes demonstrou-se bastante atrativo para o controle vetorial do MIT, pois como abordado na Seção 3.2, o CMD possui baixo esforço computacional, simplicidade em sua implementação e praticidade na sintonia de seus parâmetros. No entanto, perante os resultados apresentados na Seção 5.2, constatou-se que o uso da função de chaveamento sinal intensifica o problema do *chattering*, relativo a limitada frequência de chaveamento nos semicondutores de potência.

Para minimizar o problema do *chattering* foi utilizado uma função de chaveamento suave, analisando suas características perante o uso de diferentes superfícies de deslizamento, como apresentado na Seção 3.3. Tais SDs foram implementadas e investigadas no Capítulo 5 por meio de simulações e ensaios na bancada experimental, demonstrando que a escolha da superfície de deslizamento é extremamente importante quando considerado o uso da função de chaveamento saturação. Para a SD baseada apenas no erro de velocidade, constatou-se erro em regime permanente, enquanto que a SD utilizando um termo integral proporcionou elevado sobressinal e tempo de assentamento. De maneira geral, no que diz respeito ao desempenho dinâmico do MIT, a superfície proposta obteve os melhores resultados.

Na discussão dos resultados apresentados na Seção 5.3 observou-se que a vantagem principal do CMDI-AW perante os CMDs convencionais está na eliminação do erro em regime permanente, comum a sistemas que utilizam funções de chaveamento suaves, tal como a saturação. Além disso, a resposta do sistema não foi prejudicada pelo problema do *windup* e *chattering*.

Além da comparação entre os CMDs tradicionalmente encontrados na literatura, foi

apresentado, no Capítulo 5, a resposta de velocidade do controlador PI utilizando o método de *anti-windup back calculation*. Embora seja difícil realizar uma comparação entre o PI e o CMDI-AW no requisito de desempenho dinâmico, foi verificado que é necessário elevado esforço de sintonia nos ganhos do controlador PI para se ter um desempenho similar ao CMDI-AW. Para sintonizar os parâmetros do controlador PI é necessário realizar ensaios ou utilizar os parâmetros do MIT, enquanto que nos CMD, é necessário considerar apenas os dados nominais da máquina, como velocidade e corrente máxima permitida, sem a necessidade de parâmetros mecânicos como a constante de atrito viscoso e o momento de inércia.

Os resultados apresentados no Capítulo 5 mostram que os objetivos inicialmente traçados na Seção 1.2 foram alcançados, sendo que as principais contribuições desse trabalho podem ser delineadas nos seguintes tópicos:

- ❑ O estudo envolvendo o uso de diferentes superfícies de deslizamento em conjunto com a função de chaveamento saturação. Foram apresentadas as superfícies convencionais e uma superfície de deslizamento com um método de *anti-windup*, analisando individualmente suas vantagens e desvantagens.
- ❑ Proposta de uma nova superfície de deslizamento integral com um método de *anti-windup*, mantendo ainda as características de baixo esforço computacional e simplicidade de implementação em DSP comum a sistemas que utilizam modos deslizantes.
- ❑ Abordou-se aspectos de sintonia dos parâmetros do CMDI-AW baseado em dados nominais da máquina. Embora os valores possam ser afetados pela qualidade dos sinais utilizados nas malhas de realimentação, pode-se obter valores iniciais que contribuirão significativamente na sintonia dos parâmetros.
- ❑ Análise da superfície de deslizamento proposta por meio de uma função candidata de Lyapunov. Tal verificação foi realizada por meio do método do controle equivalente e também de maneira analítica utilizando os parâmetros do MIT, expondo suas diferenças para que a condição de atratividade seja satisfeita.

6.2 Diretivas Futuras

Perante o que foi apresentado nesse trabalho, as diretivas futuras podem ser pautadas em tópicos como descritos a seguir:

- ❑ Estudar e analisar o CMDI-AW perante a teoria de modos deslizantes discreto, principalmente no que diz respeito a atratividade à superfície de deslizamento.
- ❑ Com o intuito de unir suas potencialidades, procura-se investigar o uso de outros controladores em conjunto com o CMD, como o controlador *Fuzzy* e a RNA.

- ❑ Investigar a necessidade do termo equivalente como ação de controle nas malhas internas de corrente.
- ❑ Verificar as potencialidades da superfície proposta nos estimadores e observadores de estado, tendo como objetivo analisar o controle de velocidade *sensorless*.

Referências

- AHAMMAD, T.; BEIG, A. R.; AL-HOSANI, K. An Improved Direct Torque Control of Induction Motor with Modified Sliding Mode Control Approach. In: **Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. ISBN 9781467349741.
- ASTROM, K. J.; HAGGLUND, T. **Advanced PID Control**. USA: Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, 2005.
- BAKHTI, I.; CHAOUCH, S.; MAKOUF, A. Sensorless Speed Integral Sliding Mode Control with Adaptive Sliding Mode Observer Design of Induction Motor. **Journal of Electrical Engineering**, 2012. v. 12, n. 2, 2012.
- BANDYOPADHYAY, B.; FULWANI, D. High-performance tracking controller for discrete plant using nonlinear sliding surface. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, p. 3628–3637, 2009. ISSN 02780046.
- BARAMBONES, O.; GARRIDO, A. J.; MASEDA, F. J. Integral sliding-mode controller for induction motor based on field-oriented control theory. **IET Control Theory and Applications**, 2007. n. 3, p. 786–794, 2007. ISSN 17518644.
- BEN, A. H. et al. Development and Experimental Evaluation of a Sensorless Speed Control of SPIM Using Adaptive Sliding Mode-MRAS Strategy. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 2014. v. 2, n. 2, p. 319–328, jun 2014.
- BLASCHKE, F. **The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control systems for rotating-field machines**. 39. ed. [S.l.]: Siemens Rev., 1972. 217–220 p.
- BOSE, B. K. **Modern Power Electronics and Ac Drives**. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 2002. 771 p. ISBN 9780130167439.
- BOUCHETA, A. et al. Linear induction motor control using sliding mode considering the end effects. **2009 6th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices**, 2009. 2009.
- CASTOLDI, M. F. **Protótipo Virtual da Estratégia DTC Aplicada a Motores de Indução Usando Linguagem VHDL**. 112 p. Tese (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, 2006.

COUTO, E. B. **Identificação Paramétrica de um Motor de Indução Trifásico através de Ensaio Degrau em Corrente Contínua**. Tese (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 1996.

DRAOU, A.; MILOUDI, A. A simplified speed controller for direct torque neuro fuzzy controlled induction machine drive based on a variable gain PI controller. **Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2010 4th International**, 2010. 2010.

EL-SOUSY, F. F. M. Adaptive Dynamic Sliding-Mode Control System Using Recurrent RBFN for High-Performance Induction Motor Servo Drive. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2013. v. 9, n. 4, p. 1922–1936, nov 2013.

EMEL'YANOV, S. v. Control of first order delay systems by means of an astatic controller and nonlinear correction. **Automatic Remote Control**, 1959. v. 8, p. 983–991, 1959.

FREITAS, F. M. **Controle em Modos Deslizantes de Servomecanismos Motor Síncrono a Ímãs Permanentes**. 151 p. Tese (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 1995.

GAICEANU, M. et al. Optimal control implementation of the three-phase induction machine based on adaptive drive system. In: **2013 8th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4. ISBN 978-1-4673-5980-1.

GUEDES, A. S. **Análise da Técnica de Modos Deslizantes no Acionamento de Máquinas de Indução com Implementação em DSP**. 129 p. Tese (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, 2010.

HAFEEZ, M. et al. Self-tuned NFC and adaptive torque hysteresis-based DTC scheme for im drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2014. v. 50, p. 1410–1420, 2014. ISSN 00939994.

HARNEFORS, L.; HINKKANEN, M. Stabilization of sensorless induction motor drives: A survey. In: **2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)**. [S.l.]: IEEE, 2013. p. 183–192. ISBN 978-1-4673-5658-9.

HUNG, J. Y.; GAO, W.; HUNG, J. C. Variable structure control: a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1993. v. 40, n. 1, p. 2–22, 1993.

KINGSLEY, C.; UMANS, S. D.; FITZGERALD, A. E. **Máquinas Elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Bookman, 2006. ISBN 9788577800483.

KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 3. ed. [S.l.]: Wiley, 2013. 680 p. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9781118524329.

KRISHNAN, R. **Electric motor drives: modeling, analysis, and control**. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 2001. 626 p. ISBN 9780130910141.

KUMAR, R. A.; DAYA, J. L. F. A novel self - Tuning fuzzy based PID controller for speed control of induction motor drive. In: **2013 International Conference on Control Communication and Computing (ICCC)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 62–67. ISBN 978-1-4799-0575-1.

- LASCU, C.; BLAABJERG, F. Super-twisting sliding mode direct torque control of induction machine drives. In: **2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 5116–5122. ISBN 978-1-4799-5776-7.
- LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. A Class of Speed-Sensorless Sliding-Mode Observers for High-Performance Induction Motor Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 9, p. 3394–3403, 2009. ISSN 0278-0046.
- LAZARINI, M. V. **Controle direto de torque de motores de indução sem sensores de velocidade usando a estratégia de controle por modos deslizantes**. 121 p. Tese (Dissertação) — Universidade Estadual de Campinas, 2008.
- LI, X.-L.; PARK, J.-G.; SHIN, H.-B. Comparison and Evaluation of Anti-Windup PI Controllers. **Journal of Power Electronics**, 2011. v. 11, n. 1, p. 45–50, jan 2011. ISSN 1598-2092.
- LINS, Z. D. **Controle Direto de Torque para Motores de Indução - Estudo e Implementação**. Tese (Doutorado) — Unicamp, 2001.
- MAHMOUDI, M. O. et al. Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive. **The European Physical Journal Applied Physics**, 1999. p. 217–225, 1999.
- MIN-HO, P. M.-H. P.; YOUNG-REAL, K. Y.-R. K.; KYUNG-SEO, K. K.-S. K. Chattering reduction in the position control of induction motor using the sliding mode. **20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**, 1989. 1989.
- NUNES, E. V. L. **Controle por Modos Deslizantes de Ordem Superior com Estabilidade Global**. 143 p. Tese (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2004.
- OZGUNER, U. Adaptive seeking sliding mode control. In: **2006 American Control Conference**. [S.l.]: IEEE, 2006. p. 6 pp. ISBN 1-4244-0209-3.
- PANCHADE, V.; CHILE, R.; PATRE, B. A survey on sliding mode control strategies for induction motors. **Annual Reviews in Control**, 2013. v. 37, n. 2, p. 289–307, dec 2013.
- PATEL, R. et al. Controller Design via Sliding Mode Control Approach of Induction Motor – A Survey. In: **2014 Fourth International Conference on Advanced Computing & Communication Technologies**. [S.l.]: IEEE, 2014. p. 541–546.
- PEREIRA, W. C. A. **Controle de velocidade sensorless aplicado ao controle direto de torque da máquina de indução**. 106 p. Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2014.
- PUMA, J. L. A. **Estratégias de controle direto de torque para motores de indução trifásicos usando controladores fuzzy tipo takagi-sugeno e controladores por modos deslizantes**. 148 p. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2013.
- PUPADUBSIN, R. et al. Adaptive Integral Sliding-Mode Position Control of a Coupled-Phase Linear Variable Reluctance Motor for High-Precision Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2012. v. 48, n. 4, p. 1353–1363, jul 2012.

RAJENDRAN, S.; JENA, D. Variable speed wind turbine for maximum power capture using adaptive fuzzy integral sliding mode control. **Journal of Modern Power Systems and Clean Energy**, 2014. v. 2, n. 2, p. 114–125, jun 2014. ISSN 2196-5625.

SABANOVIC, A.; BILALOVIC, F. Sliding mode control of AC drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1989. v. 25, n. 1, p. 70–75, 1989. ISSN 00939994.

SABANOVIC, A.; IZOSIMOV, D. B. Application of Sliding Modes to Induction Motor Control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1981. IA-17, n. 1, p. 41–49, 1981. ISSN 0093-9994.

SAGHAFINIA, A. et al. Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control Into Chattering-Free IM Drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2015. v. 51, n. 1, p. 692–701, jan 2015.

SAIDUR, R. A review on electrical motors energy use and energy savings. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 2010. v. 14, n. 3, p. 877–898, apr 2010. ISSN 13640321.

SCOTTEDWARD, A. H.; HALL, C. Variable-structure PID control to prevent integrator windup. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2001. v. 48, n. 2, p. 442–451, apr 2001. ISSN 02780046.

SEPULCHRE, R. et al. Antiwindup Design for Induction Motor Control in the Field Weakening Domain. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, 2013. v. 21, n. 1, p. 52–66, 2013.

SHTESSEL, Y. et al. **Sliding Mode Control and Observation**. [S.l.]: Hardcover, 2014. 356 p. ISBN 9780817648923.

SLOTINE, J. J. E.; LI, W. **Applied Nonlinear Control**. New Jersey: Prentice Hall, 1991. 459 p. ISBN 9780130408907.

SUETAKE, M. **Implementação de Sistemas Inteligentes em Processadores Digitais para Controle Máquinas Elétricas Rotativas**. 211 p. Tese (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, 2008.

SUETAKE, M.; SILVA, I. N. da; GOEDTEL, A. Sistema fuzzy compacto embarcado em DSP e sua aplicação para controle V/f de motores de indução. **Sba: Sociedade Brasileira de Automatica**, 2010. scielo, v. 21, p. 245–259, 2010. ISSN 0103-1759.

TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1986. IA-22, n. 5, p. 820–827, 1986. ISSN 0093-9994.

TRZYNADLOWSKI, A. **Control of Induction Motors**. [S.l.]: Academic Press, 2001.

UDDIN, M. N.; HUANG, Z. R.; HOSSAIN, A. B. M. S. Development and implementation of a simplified self-tuned neuro-fuzzy-based im drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2014. v. 50, p. 51–59, 2014. ISSN 00939994.

- UDDIN, M. N.; WEN, H. Development of a self-tuned neuro-fuzzy controller for induction motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2007. v. 43, p. 1108–1116, 2007. ISSN 00939994.
- UTKIN, V. Variable structure systems with sliding modes. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1977. v. 22, n. 2, p. 212–222, apr 1977.
- _____. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1993. v. 40, n. 1, p. 23–36, 1993.
- UTKIN, V. I. **Sliding Modes in Control and Optimization (Communications and Control Engineering)**. 1 ed.. ed. [S.l.]: Springer Verlag, 1992. 286 p.
- UTKIN, V. I.; GULDNER, J.; SHI, J. **Sliding Mode Control in Electro-mechanical Systems**. 2 ed.. ed. [S.l.]: CRC Press, 2009. 503 p.
- VAS, P. **Vector control of AC machines**. [S.l.]: Clarendon Press, 1990. 332 p. (Monographs in electrical and electronic engineering). ISBN 9780198593706.
- _____. **Sensorless vector and direct torque control**. [S.l.]: Oxford University Press, 1998. (Monographs in electrical and electronic engineering). ISBN 9780198564652.
- _____. **Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives: Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-neural, and Genetic-Algorithm-based Techniques**. [S.l.]: Oxford University Press, 1999. 625 p. ISBN 9780198593973.
- VERMA, V.; CHAKRABORTY, C. Improving the performance of speed sensorless induction motor drive with rotor broken bar failure by stator current signature analysis. In: **2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.]: IEEE, 2014. p. 830–835. ISBN 978-1-4799-2399-1.
- VERUCCHI, C. J.; RUSCHETTI, R.; KAZLAUSKAS, G. High Efficiency Electric Motors: Economic and Energy Advantages. **IEEE Latin America Transactions**, 2013. v. 11, n. 6, p. 1325–1331, 2013. ISSN 1548-0992.
- WAI, R.-J.; SU, K.-H. Adaptive enhanced fuzzy sliding-mode control for electrical servo drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2006. v. 53, n. 2, p. 569–580, 2006.
- WANG, K. et al. Online Updating of Rotor Time Constant Based on Combined Voltage and Current Mode Flux Observer for Speed-Sensorless AC Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 9, p. 4583–4593, sep 2014.
- XUE, Y. et al. A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive. In: **Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.]: IEEE, 1990. p. 410–415. ISBN 0-87942-553-9.
- ZELECHOWSKI, M. **Space Vector Modulated - Direct Torque Control (DTC - SVM) Inverter - Fed Induction Motor Drive**. 175 p. Tese (Doutorado) — Warsaw University of Technology, 2005.

Apêndices

Hardwares

A.1 Circuito do Sensor de Corrente (HXS-20NP)

A.2 Circuito do Sensor de Tensão (LV 20-P)

[illegible]