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

William César de Andrade Pereira

Controle de Velocidade *Sensorless* Aplicado ao Controle Direto de Torque da Máquina de Indução

São Carlos
2014

William César de Andrade Pereira

Controle de Velocidade *Sensorless* Aplicado ao Controle Direto de Torque da Máquina de Indução

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 Luis de Aguiar

São Carlos

2014

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.

P
436c

Pereira, William César de Andrade
Controle de velocidade sensorless aplicado ao controle direto de torque da máquina de indução / William César de Andrade Pereira; orientador Manoel Luis de Aguiar. São Carlos, 2014.

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, 2014.

1. Controle direto de torque. 2. Observador de fluxo. 3. Controle de velocidade sensorless. 4. Motor de indução trifásico. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Tecnólogo **WILLIAM CÉSAR DE ANDRADE PEREIRA.**

Título da dissertação: "Controle de velocidade *sensorless* aplicado ao controle direto de torque da máquina de indução".

Data da defesa: 14/02/2014

Comissão Julgadora:	**Resultado:**
Prof. Dr. **Manoel Luís de Aguiar (Orientador)** (Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)	Aprovado
Prof. Dr. **Marcelo Suetake** (Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)	APROVADO
Prof. Dr. **Renato Crivellari Creppe** (Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP- Bauru)	APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Este trabalho é dedicado aos meus pais

Agradecimentos

Ao Prof. Manoel Luis de Aguiar pela excelente orientação no decorrer deste trabalho e esclarecimentos de inúmeras dúvidas sobre máquinas elétricas.

Aos Professores Marcelo F. Castoldi e Wagner F. Godoy por todos os ensinamentos e amizade.

Aos Professores Marcelo Suetake e José Roberto por todas as discussões sobre o uso da lógica *fuzzy*.

Aos meus pais e família pelo apoio incondicional.

A minha namorada Diana pelo seu amor e carinho.

Aos meus amigos Rodrigo Ramos, Geyverson, Alexandre Festa, Marcelo, Thales, Bozz, Tati, Edson, Amilcar, Moussa, Taylon, Artuti, Jhonatan, Jayme, Jean, Danilo, BH, Rodolpho e Breno pela companhia e amizade.

A CAPES, pelo apoio financeiro.

"No que diz respeito ao desempenho, ao compromisso, ao esforço, não existe meio termo. Ou você faz uma coisa bem feita ou não faz" - Ayrton Senna.

Resumo

Pereira, William César de Andrade. **Controle de Velocidade *Sensorless* Aplicado ao Controle Direto de Torque da Máquina de Indução**. 102 p. Dissertação de mestrado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2014.

Neste trabalho é apresentado um estudo sobre o controle de velocidade *sensorless* aplicado ao Motor de Indução Trifásico (MIT) visando sobretudo, melhorar o desempenho da máquina de indução em aplicações na região de baixa frequência de operação. Para tanto, propõe-se uma abordagem utilizando a técnica de controle *Direct Torque Control* (DTC) com *Space Vector Modulation* (SVM) em conjunto com o Observador de Fluxo com Modelo de Tensão e Corrente (OFMTC), o que possibilita a estimação precisa da posição do vetor de fluxo do estator em baixa velocidade. Para a estimativa da velocidade do rotor é utilizado a estratégia *Model Reference Adaptive System* (MRAS) com mecanismo de adaptação *fuzzy*, afim de se diminuir a sensibilidade aos parâmetros da máquina. O desempenho da estratégia de controle de velocidade *sensorless* proposta é testada em simulações com diferentes condições de operação buscando reproduzir alguns dos problemas encontrados em aplicações práticas, utilizando o *software Matlab*. Os resultados obtidos foram condizentes com resultados encontrados na literatura, comprovando o bom desempenho do sistema de controle de velocidade proposto.

Palavras-chave: Controle Direto de Torque, Observador de Fluxo, Controle de Velocidade *Sensorless*, Motor de Indução Trifásico.

Abstract

Pereira, William César de Andrade. **Sensorless Speed Control Applied to Direct Torque Control of Induction Machine**. 102 p. Master Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2014.

This work deals with the sensorless speed control for Three-phase Induction Motor in order to improve its operation at low speed and low frequency. At first, a Direct Torque Control employing Space Vector Pulse with Modulation (SVPWM) based on Flux Observer (voltage and current model) is studied and evaluated due to its high accuracy of estimating the stator-flux at low speed. The Model Adaptive Reference (MRAS) with Fuzzy Controler is chosen in order to estimate the rotor speed. This choice is based on its capability of high performance during Three-phase Induction Motor operation even if the machine's parameters and the load change during the operation. At last, some simulations with diferent operational conditions at low speed are carried out in order to test the sensorless control. The results show a good perfomance and agreed with the results shown in recent papers.

Keywords: Direct Torque Control, Fuzzy Controler, Flux Observer, MRAS, Three-phase Induction Motor.

Lista de ilustrações

Figura 1 Representação dos sistemas de coordenadas trifásicas e ortogonal . . . 30
Figura 2 Plano complexo e referências arbitrárias 32
Figura 3 Relação de referenciais no MIT 36
Figura 4 Diagrama da estratégia FOC indireto com referencial no fluxo do rotor 37
Figura 5 Relação entre o vetor de fluxo do estator e do fluxo do rotor 39
Figura 6 Diagrama genérico do acionamento DTC 40
Figura 7 Vetores de tensão divididos em setores espaciais 41
Figura 8 Algoritmo para obter o setor do fluxo do estator 42
Figura 9 Diagrama do esquema DTC-SVM na orientação do fluxo de estator . . 44
Figura 10 Orientação no fluxo do estator 45

Figura 11 Sinal de entrada do integrador 51
Figura 12 Sinal de saída do integrador com *drift* 52
Figura 13 Sinal de saída do integrador com *offset* 52
Figura 14 Sinal de saída do integrador sem erro 53
Figura 15 Estimador ortogonal do fluxo do estator com compensação adaptativa . 55
Figura 16 Observador de fluxo com controlador PI baseado no modelo de tensão e corrente 56
Figura 17 Configuração básica do observador MRAS 61
Figura 18 Velocidade do rotor estimada com o MRAS-CC 64
Figura 19 Estrutura de um controlador *fuzzy* 66
Figura 20 Sistema *Fuzzy* com entrada PD e saída incremental 66
Figura 21 Conjunto de funções de pertinência das variáveis linguísticas “erro de fluxo” e “variação do erro de fluxo” 68
Figura 22 Conjunto de funções de pertinência da variável linguística “variação da velocidade estimada” 68
Figura 23 Superfície *fuzzy* do mecanismo de adaptação do estimador MRAS-CCF 69

Figura 24 Sistema de acionamento do MIT 72

Figura 25 Modelo dinâmico do MIT implementado no *Simulink* 74
Figura 26 Método para interação entre *Simulink* e inversor *SimPowerSystems* . . 74
Figura 27 Perfil de variação da resistência do estator aplicado ao MIT 78
Figura 28 Componentes ($\alpha\beta$) do fluxo do estator estimado e calculado pelo modelo do MIT com variação na resistência do estator 79
Figura 29 Resposta do torque eletromagnético com variação na resistência do estator 79
Figura 30 Resposta da velocidade com variação na resistência do estator 80
Figura 31 Componentes ($\alpha\beta$) do fluxo do estator estimado e calculado pelo modelo do MIT com *offset* nas medições das correntes do estator 80
Figura 32 Resposta do torque eletromagnético com *offset* nas medições das correntes do estator 81
Figura 33 Resposta da velocidade com *offset* nas medições das correntes do estator 81
Figura 34 Componentes ($\alpha\beta$) do fluxo do estator estimado pelo OFMTC e calculado pelo modelo do MIT com variação na resistência do estator 82
Figura 35 Resposta do torque eletromagnético utilizando o OFMTC e com variação na resistência do estator 82
Figura 36 Resposta da velocidade utilizando o OFMTC e com variação na resistência do estator 83
Figura 37 Componentes ($\alpha\beta$) do fluxo do estator estimado pelo OFMTC e calculado pelo modelo do MIT com *offset* nas medições das correntes do estator 83
Figura 38 Resposta do torque eletromagnético utilizando o OFMTC e com *offset* nas medições das correntes do estator 84
Figura 39 Resposta da velocidade utilizando o OFMTC e com *offset* nas medições das correntes do estator 84
Figura 40 Resposta do torque eletromagnético utilizando o OFMTC com aplicação de perfil de torque de carga 85
Figura 41 Resposta da velocidade do rotor utilizando o OFMTC com aplicação de perfil de torque de carga 86
Figura 42 Perfil de variação da resistência do estator aplicado ao MIT 87
Figura 43 Resposta da velocidade calculada e estimada com variação na resistência do estator 87
Figura 44 Perfil de variação da resistência do rotor aplicado ao MIT 88
Figura 45 Resposta da velocidade calculada e estimada com variação na resistência do rotor 89
Figura 46 Resposta da velocidade calculada e estimada com 15% de ruído 89
Figura 47 Resposta da velocidade calculada e estimada com 15% de ruído e perfil de carga aplicado ao MIT 90

Lista de tabelas

Tabela 1 Vetor de tensão a ser implementado pelo inversor 43

Tabela 2 Tabela de regras *Fuzzy* 67

Tabela 3 Parâmetros do MIT usado nas simulações. 72

Lista de siglas

CC Corrente Contínua

CA Corrente Alternada

CMD Controle por Modos Deslizantes

DSP *Digital Signal Processor*

DTC *Direct Torque Control*

FOC *Field Oriented Control*

FCEM Força Contra Eletromotriz

IGBT *Insulated-Gate Bipolar Transistor*

LPF *Low Pass Filter*

MIT Motor de Indução Trifásico

MCC Motor de Corrente Contínua

MRAS *Model Reference Adaptive System*

MRAC *Model Reference Adaptive Control*

MRAS-CCF MRAS-CC com controlador *Fuzzy*

OFMTC Observador de Fluxo com Modelo de Tensão e Corrente

PWM *Pulse Width Modulation*

PI Proporcional Integrativo

SVM *Space Vector Modulation*

SMO *Sliding-Mode Observer*

Lista de símbolos

$*$	Define variável de referência
α	Componente real no referencial estacionário
β	Componente imaginária no referencial estacionário
$\Delta\Psi_{1s}$	Largura de banda de histerese do fluxo do estator
ΔT_{el}	Largura de banda de histerese do torque eletromagnético
Γ	Saída do comparador de histerese do torque eletromagnético no DTC clássico
γ	ângulo de carga
ω_1	Velocidade angular do fluxo do estator
ω_λ	Velocidade angular do referencial genérico
ω_c	Frequência de corte em rad/s
ω_{m2}	Velocidade angular do fluxo do rotor
ω_{mec}	Velocidade angular mecânica do rotor
ω_{mh}	Velocidade angular do fluxo principal
Φ	Saída do comparador de histerese do fluxo do estator no DTC clássico
ρ_1	Ângulo do fluxo do estator
ρ_2	Ângulo do fluxo do rotor
σ	Coeficiente de dispersão global
$\underline{\Psi}_1$	Vetor do fluxo do estator no referencial síncrono
$\underline{\Psi}_2$	Vetor do fluxo do rotor no referencial síncrono

$\underline{\Psi}_{1s}$	Vetor do fluxo do estator no referencial estacionário
$\underline{\Psi}_{2r}$	Vetor do fluxo do rotor no referencial estacionário
$\underline{i}_1$	Vetor da corrente do estator no referencial síncrono
$\underline{i}_2$	Vetor da corrente do rotor no referencial síncrono
$\underline{i}_{1s}$	Vetor da corrente do estator no referencial estacionário
$\underline{i}_{2r}$	Vetor da corrente do rotor no referencial estacionário
$\underline{i}_{m2}$	Vetor da corrente de magnetização do fluxo do rotor
$\wedge$	Define variável estimada
a, b, c	Define grandezas de fase a, b e c respectivamente
d	Componente real no referencial síncrono
$fcem_{1s}$	Vetor da força contra eletromotriz
J	Momento de inércia
K_ω	Constante do torque
K_D	Coeficiente de atrito
L_1	Indutância do estator
L_2	Indutância do rotor
L_h	Indutância principal
n_{pp}	Número de pares de polo
q	Componente imaginária no referencial síncrono
r	Subescrito que define grandezas do rotor
R_1	Resistência do estator
R_2	Resistência do rotor
s	Subescrito que define grandezas do estator
T_1	Constante elétrica de tempo do estator
T_2	Constante elétrica de tempo do rotor
T_{el}	Torque eletromagnético
V_{cc}	Tensão do barramento CC

Sumário

1 Introdução **25**

1.1 Motivação e Relevância do Trabalho 25

1.2 Objetivos 27

1.3 Organização do Trabalho 28

2 Modelagem e Controle da Máquina de Indução **29**

2.1 Introdução 29

2.2 Equações Dinâmicas do Motor de Indução 29

2.3 Controle por Orientação de Campo 34

2.4 Controle de Torque Direto na Máquina de Indução 38

2.4.1 Controle Direto de Torque Clássico 40

2.4.2 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais 44

2.5 Conclusão 48

3 Observador de Fluxo e Estimador de Velocidade do Rotor **49**

3.1 Introdução 49

3.2 Problemas na Estimação do Fluxo do Estator 51

3.3 Observador de Fluxo com Modelo de Tensão e Corrente 54

3.4 Estimadores da Velocidade do Rotor 59

3.5 Estimador de Velocidade MRAS-CC com Controlador *Fuzzy* 65

3.6 Conclusão 70

4 Procedimentos de Simulação **71**

5 Resultados das Simulações **77**

5.1 Introdução 77

5.2 Controle de Velocidade Aplicado ao DTC-SVM com Sensor de Velocidade 77

5.3 Controle de Velocidade *Sensorless* Aplicado ao DTC-SVM 86

6 Conclusões Gerais e Diretivas Futuras **91**
6.1 Conclusões Gerais 91
6.2 Diretivas Futuras 93

Referências **95**

Apêndices **101**

APÊNDICE A Lista de Trabalhos Publicados em Anais de Congressos 103

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação e Relevância do Trabalho

Nos países industrializados, grande parte da energia elétrica produzida é convertida em energia mecânica por meio de motores elétricos. No Brasil, cerca de 43% do consumo de energia elétrica é atribuído ao setor industrial, sendo que aproximadamente 55% da energia elétrica consumida por esse setor é destinada aos motores elétricos (WEG Notícias, 2009).

Entre os diversos tipos de motores elétricos presentes na indústria, o motor de indução possui a maior representatividade, de forma que 90% dos acionamentos industriais utilizam esse tipo de motor (SIEMENS, 2003).

O Motor de Indução Trifásico (MIT) é usado em diversas aplicações na indústria, devido a sua simplicidade de construção, baixa manutenção, elevada confiabilidade e baixo custo se comparado com motores de corrente contínua de mesma potência. No entanto, os MITs na maioria dos casos são usados em processos que necessitam apenas de velocidade constante.

Com o surgimento da teoria de controle vetorial proposta por Blashke (1971) e o avanço da eletrônica de potência, o MIT aumentou sua participação, substituindo o Motor de Corrente Contínua (MCC) nas aplicações que requerem velocidade variável. Porém, o controle do MIT requer técnicas sofisticadas para acionamentos de alto desempenho.

As principais dificuldades para controle do MIT estão relacionados com a não-linearidade e complexidade do modelo dinâmico, acoplamento entre as variáveis de estado, incertezas dos parâmetros elétricos e a necessidade de se aplicar uma tensão de frequência variável (ZELECHOWSKI, 2005).

Durante décadas, pesquisadores vêm desenvolvendo técnicas para contornar as dificuldades e melhorar o controle do MIT para ampla faixa de velocidade (VAS, 1998; BOSE, 2002; KRAUSE et al., 2013). Inicialmente, os melhores resultados foram alcançados com uso do *Field Oriented Control* (FOC), em que é possível controlar torque e fluxo de maneira independente. Com o projeto dos controladores e do circuito de desacoplamento de

forma correta essa técnica é capaz de controlar o MIT com precisão em malhada fechada de velocidade e posição.

Como alternativa ao controle FOC em Takahashi e Noguchi (1986) foi proposto um método o qual é possível, também, controlar torque e fluxo de forma independente, assim como no FOC. Esse método é denominado de *Direct Torque Control* (DTC) e tem como principais características as rápidas respostas dinâmicas, simplicidade de implementação e baixo custo computacional se comparado ao FOC. O baixo custo computacional aliado ao ótimo desempenho do controle em média e altas velocidades impulsionaram o uso do DTC (VAS, 1998).

Diante do bom desempenho do FOC e do DTC, as pesquisas quanto ao controle de alto desempenho do MIT podem ser separados em duas áreas: 1) diminuição do custo do acionamento e controle do MIT. Nos acionamentos de alto desempenho do MIT, geralmente são utilizados sensores mecânicos (como por exemplo o *encoder*) para obter a posição do rotor. No entanto, esses sensores mecânicos adicionam alguns efeitos indesejáveis para o projeto do sistema de acionamento, tais como: custo, volume, problemas de ruídos e problemas de confiabilidade (KIM; SUL, 2011); 2) evolução das estratégias de controle FOC e DTC, com relação à robustez de operação em toda faixa de velocidade, diminuindo-se a sensibilidade aos parâmetros, sensores e distúrbios de carga por meio do desenvolvimento de controladores, estimadores, etc., com maior precisão (KAZMIERKOWSKI et al., 2011).

As técnicas *sensorless* (sem sensor de posição do rotor) para o acionamento do MIT, têm sido estudadas por mais de três décadas (HOLTZ, 2006). Entretanto, o desempenho das estratégias de controle *sensorless* é limitado. Algumas técnicas apresentam bom desempenho para a estimação da velocidade com parâmetros nominais, exceto em baixa velocidade (região de baixa frequência). O fraco desempenho na região de baixa frequência é devido, principalmente, a maior sensibilidade dos estimadores e observadores às mudanças nos valores dos parâmetros da máquina, ausência de modelos das não-linearidades e ruídos dos sensores (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2005).

Diversos trabalhos podem ser encontrados na literatura dedicados à melhoria dos métodos *sensorless*, podendo ser separados em: com injeção de sinal; e sem injeção de sinal. Durante os últimos anos as técnicas *sensorless* baseadas na injeção de sinal de alta frequência evoluíram, podendo até mesmo garantir o controle do torque em velocidade zero. Para o uso desse método são necessárias modificações no projeto do motor, criando saliências ou ranhuras no rotor. Esse processo encarece o custo da máquina além do risco de danificar a mesma (KIM; SUL, 2011). As técnicas *sensorless* sem o uso de injeção de sinal de alta frequência utilizam o modelo da máquina para extrair informações sobre a força contraeletromotriz. Esses estimadores apresentam bom desempenho para média e alta velocidade e, para melhorar a operação em baixa velocidade, têm sido propostas diversas soluções atrativas (VAS, 1999; LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2000; ORLOWSKA-KOWALSKA; DYBKOWSKI, 2010), aumentando a confiabilidade das técnicas *sensorless*.

Por outro lado, alguns pesquisadores focaram seus esforços na evolução da estratégias de controle, como a possibilidade do DTC operar com frequência de chaveamento constante utilizando o *Space Vector Modulation* (SVM), diminuindo os *ripples* de torque (CASADEI; PROFUMO; TANI, 2002). Outro ponto importante, independente da escolha entre FOC e DTC, é a obtenção da posição do vetor de fluxo, no qual é feita a orientação do controle. Essa posição pode ser encontrada utilizando-se bobinas exploratórias ou sensores de efeito Hall, porém é necessário modificar a estrutura da máquina, dessa forma, normalmente a posição do fluxo é determinada a partir de modelos matemáticos que representam a dinâmica do MIT. Os modelos matemáticos do MIT invariavelmente dependem de parâmetros elétricos da máquina, sendo que a escolha da estratégia de controle influencia diretamente a quais parâmetros o modelo apresentará dependência. Como já citado, esses parâmetros podem variar durante a operação da máquina e por consequência deteriorar o controle.

Diante disso, alguns autores propõem o monitoramento desses parâmetros durante a operação da máquina (VASIC; VUKOSAVIC; LEVI, 2003; ZERIKAT; CHEKROUN; MECHERNENE, 2011; CHERIAN; MATHEW, 2012), melhorando consideravelmente o desempenho de alguns métodos. Porém, outros trabalhos propõem o uso de métodos mais complexos que possuem menor sensibilidade aos parâmetros, como o uso de observadores adaptativos (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2000; ABU-RUB; STANDO; KAZMIERKOWSKI, 2013). Existe também a possibilidade do uso de controladores robustos às incertezas e aos erros gerados pelas variações paramétricas, como exemplo, o Controle por Modos Deslizantes (CMD) aplicado ao DTC (PUMA, 2013), e controladores baseados em lógica *fuzzy* aplicados ao FOC (UDDIN; RADWAN; RAHMAN, 2002).

1.2 Objetivos

O objetivos gerais desta pesquisa consistem na investigação e estudo de técnicas de controle de velocidade de alto desempenho, operando sem sensor mecânico de velocidade. Dentro desse contexto, os objetivos da pesquisa são pautados em quatro itens principais descritos a seguir:

- ❑ Analisar as principais técnicas de controle do MIT, que permitem o desacoplamento das grandezas elétricas que controlam torque e fluxo. Considerando-se estratégias capazes de operar em toda a faixa de velocidade do MIT com o desempenho requerido no trabalho.

- ❑ Estudar métodos robustos de obtenção da posição do vetor de fluxo, que apresentam bom desempenho mesmo diante de condições adversas como variações paramétricas, ruídos e *offset* nos sinais medidos.

- Estudar métodos atuais de estimação da velocidade do rotor com bom desempenho na região de baixa frequência e baixa sensibilidade às variações de parâmetros.
- Realizar simulações abordando as estratégias e métodos estudados nos itens anteriores, procurando reproduzir condições próximas das encontradas nas aplicações práticas.

1.3 Organização do Trabalho

No capítulo 2 são apresentados: as equações necessárias para a análise dinâmica do MIT; a fundamentação teórica para o controle desacoplado de torque e fluxo; os fundamentos para o controle vetorial FOC; os fundamentos para o controle direto de torque, descrevendo-se as estratégias de controle DTC-clássico e DTC-SVM.

No capítulo 3 inicialmente é realizada uma breve revisão sobre os métodos de estimação de fluxo e seus principais problemas. Em seguida é apresentado e modelado o observador de fluxo utilizado. Por último é feita uma revisão sobre os estimadores de velocidade mais usados nas estratégias *sensorless* proposta para o MIT e abordado o estimador escolhido para as simulações.

No capítulo 4 é apresentada a formulação do sistema de simulação da estratégia de controle e estimação no *Matlab*.

No capítulo 5 são demonstrados e analisados os resultados obtidos nas simulações para diversas condições de operação da máquina.

Por último, são apresentadas as conclusões do trabalho e diretivas futuras.

Capítulo 2

Modelagem e Controle da Máquina de Indução

2.1 Introdução

Esse capítulo apresenta os fundamentos para a construção dos modelos matemáticos utilizados nas análises dinâmicas do MIT. Assim, são descritos os procedimentos para a redução do modelo por meio da transformação linear $\alpha\beta$ e simplificação utilizando a notação de fasores espaciais, sendo apresentados os princípios para o desacoplamento de torque e fluxo, com o controle FOC e o DTC, sendo que para ambas as estratégias são apontadas as principais vantagens e desvantagens.

2.2 Equações Dinâmicas do Motor de Indução

O modelo matemático do motor de indução deve incorporar todos os efeitos dinâmicos do regime transitório. Isso permite a análise do comportamento do MIT em qualquer tempo arbitrário, sendo possível descrever com fidelidade o desempenho sob inúmeras condições de operação. O MIT é constituído por três enrolamentos independentes desfasados 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. Isso resulta em um conjunto de equações que tornam a análise matemática do MIT complexa.

Com intuito de se obter uma simplificação do modelo dinâmico do MIT e uma redução do número de variáveis que compõem o modelo matemático, utiliza-se a transformação ortogonal conhecida como $\alpha\beta$. Essa transformação matemática proporciona uma redução das equações que descrevem o MIT (KRAUSE et al., 2013).

Esta metodologia, do ponto de vista físico, provê a substituição do sistema trifásico simétrico (3 eixos defasados 120° entre si) por um sistema bifásico simétrico (2 eixos

defasados 90° entre si), mantendo-se as mesmas características de torque, velocidade, potência mecânica e número de polos. A Figura 1 ilustra os enrolamentos do MIT antes e após o uso da transformação.

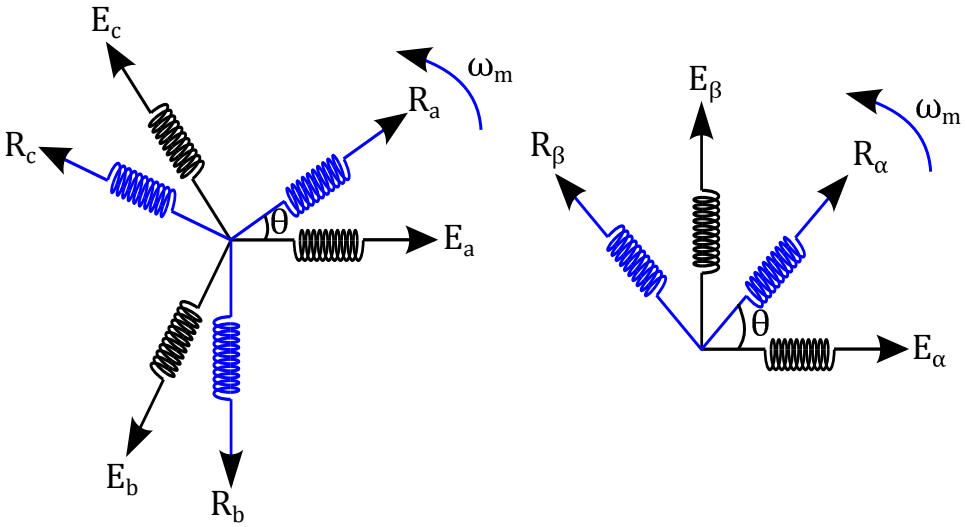

Figura 1: Representação dos sistemas de coordenadas trifásicas e ortogonal

Matematicamente, a transformação $\alpha\beta$ é dada por (1):

$$f_{\alpha\beta 0} = \left[T_{\alpha\beta 0}\right] f_{abc} \tag{1}$$

Sendo que se pode adotar f como as tensões, correntes ou fluxos da máquina. O termo $T_{\alpha\beta 0}$ é uma matriz de transformação. A componente "0", adicionada ao termo $\alpha\beta$, é denominada componente de sequência zero e possibilita que a matriz de transformação seja bi-direcional, sendo definida por:

$$\left[T_{\alpha\beta 0}\right] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{2}$$

O termo $\frac{2}{3}$ é introduzido em (2) para que as grandezas elétricas do sistema bifásico mantenham as mesma características do sistema trifásico.

Para se calcular as componentes trifásicas das grandezas elétricas (f_{abc}) do MIT a partir das componentes ortogonais, usa-se a matriz $T_{\alpha\beta 0}$ inversa, definida por:

$$\left[T_{\alpha\beta 0}\right]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \tag{3}$$

Os modelos dinâmicos das máquinas elétricas, partem do princípio que as grandezas elétricas das máquinas são periódicas, podendo ser resolvidas como séries de harmônicos.

Assim, essas ondas espaciais podem ser representadas por fasores espaciais. A transformação ortogonal $\alpha\beta$ provê significativas simplificações ao modelo dinâmico do MIT, entretanto, não garante uma visualização espacial das grandezas elétricas da máquina de indução (CASTOLDI, 2006).

O uso da teoria de fasores espaciais nas transformações de coordenadas dos motores de indução resulta em simplicidade e facilidade para a análise. Assim, para o uso dos fasores espaciais deve-se impor que o sistema ortogonal $\alpha\beta$ seja um plano complexo, dessa forma, todas as grandezas evidenciadas neste plano são descritas por uma parte real e outra imaginária, deste modo, impõe-se que todas as grandezas elétricas sejam representadas como entidades complexas.

Para a modelagem do MIT, deve-se inicialmente definir os fasores espaciais da tensão do estator ($\underline{u}_{1s}$), da corrente do estator ($\underline{i}_{1s}$) e do fluxo concatenado do estator ($\underline{\Psi}_{1s}$) na referência estacionária, como (VAS, 1998):

$$\underline{u}_{1s} = \frac{2}{3}\Big[u_{as}\Big(t\Big) + \bar{a}u_{bs}\Big(t\Big) + \bar{a}^2 u_{cs}\Big(t\Big)\Big] = u_{\alpha s} + ju_{\beta s} \tag{4}$$

$$\underline{i}_{1s} = \frac{2}{3}\Big[i_{as}\Big(t\Big) + \bar{a}i_{bs}\Big(t\Big) + \bar{a}^2 i_{cs}\Big(t\Big)\Big] = i_{\alpha s} + ji_{\beta s} \tag{5}$$

$$\underline{\Psi}_{1s} = \frac{2}{3}\Big[\Psi_{as}\Big(t\Big) + \bar{a}\Psi_{bs}\Big(t\Big) + \bar{a}^2 \Psi_{cs}\Big(t\Big)\Big] = \Psi_{\alpha s} + j\Psi_{\beta s} \tag{6}$$

Sendo que $\bar{a}$ é operador de deslocamento espacial ou angular, onde $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $\bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$.

Semelhante as equações do estator, define-se o fasor espacial da tensão do rotor ($\underline{u}^r_{2r}$), corrente do rotor ($\underline{i}^r_{2r}$) e fluxo concatenado do rotor ($\underline{\Psi}^r_{2r}$) descritos no sistema de referência fixo no rotor (sobreescrito "r"), como (VAS, 1998):

$$\underline{u}^r_{2r} = \frac{2}{3}\Big[u_{ar}\Big(t\Big) + \bar{a}u_{br}\Big(t\Big) + \bar{a}^2 u_{cr}\Big(t\Big)\Big] = u_{xr} + ju_{yr} \tag{7}$$

$$\underline{i}^r_{2r} = \frac{2}{3}\Big[i_{ar}\Big(t\Big) + \bar{a}i_{br}\Big(t\Big) + \bar{a}^2 i_{cr}\Big(t\Big)\Big] = i_{xr} + ji_{yr} \tag{8}$$

$$\underline{\Psi}^r_{2r} = \frac{2}{3}\Big[\Psi_{ar}\Big(t\Big) + \bar{a}\Psi_{br}\Big(t\Big) + \bar{a}^2 \Psi_{cr}\Big(t\Big)\Big] = \Psi_{xr} + j\Psi_{yr} \tag{9}$$

Geralmente, grandezas envolvidas nas expressões fundamentais de tensão do motor estão relacionadas em parte ao referencial de estator e em parte ao referencial de rotor. Para se manipular tais equações, é necessário representá-las em um referencial único e comum para as grandezas de estator e rotor. Além do mais, para utilização de estratégias de controle é necessário a representação em referencial único.

Na Figura 2 é ilustrado o plano complexo e seus possíveis referenciais únicos. A notação α' denota o deslocamento do vetor de tensão do estator em relação ao referencial do estator, enquanto que o vetor de tensão do rotor tem deslocamento espacial β' com

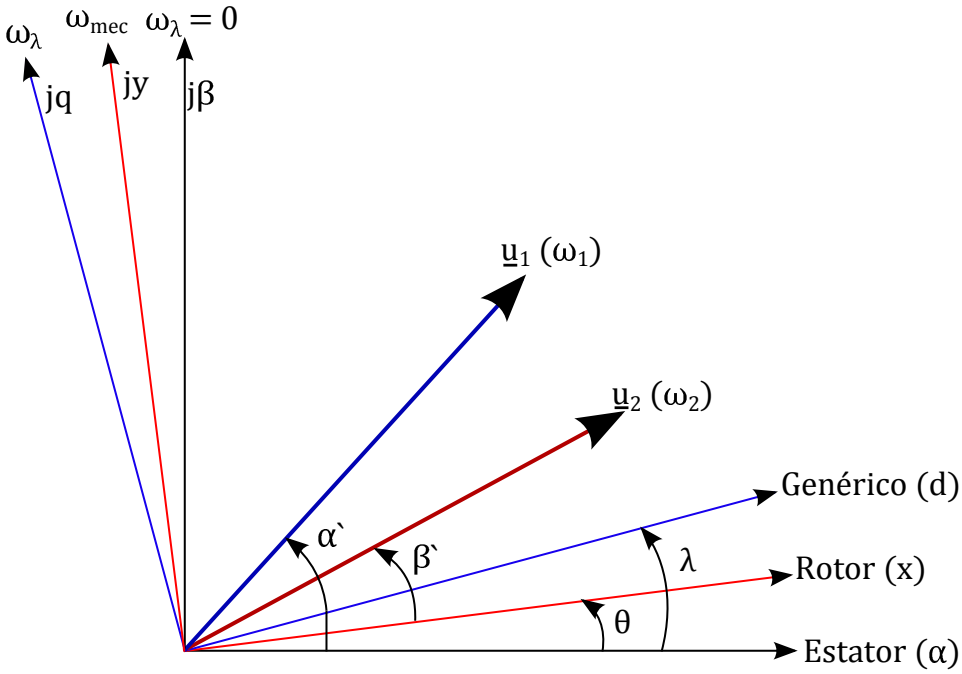

Figura 2: Plano complexo e referências arbitrárias

relação ao referencial do rotor. O referencial genérico é definido pelos eixos de coordenadas dq.

Observa-se que na Figura 2 o referencial genérico é indicado pelo subescrito dq, tendo um deslocamento angular λ em relação ao eixo estacionário. A velocidade ou deslocamento angular deste referencial genérico é definido por:

$$\omega_\lambda\left(t\right) = \frac{d}{dt}\lambda\left(t\right) \tag{10}$$

A transformação de referencial das grandezas elétricas do estator para o referencial genérico dq, é dado por:

$$\underline{u}_1 = \underline{u}_{1s}e^{-j\lambda} = u_{ds} + ju_{qs} \tag{11}$$

$$\underline{i}_1 = \underline{i}_{1s}e^{-j\lambda} = i_{ds} + ji_{qs} \tag{12}$$

$$\underline{\Psi}_1 = \underline{\Psi}_{1s}e^{-j\lambda} = \Psi_{ds} + j\Psi_{qs} \tag{13}$$

Similar as equações do estator a transformação das grandezas do rotor para o referencial genérico, é dada por:

$$\underline{u}_2 = \underline{u}_{2r}^{r}e^{-j\left(\lambda-\theta\right)} = u_{dr} + ju_{qr} \tag{14}$$

$$\underline{i}_2 = \underline{i}_{2r}^{r}e^{-j\left(\lambda-\theta\right)} = i_{dr} + ji_{qr} \tag{15}$$

$$\underline{\Psi}_2 = \underline{\Psi}_{2r}^r e^{-j\left(\lambda-\theta\right)} = \Psi_{dr} + j\Psi_{qr} \tag{16}$$

Sendo que no referencial genérico os vetores das grandezas elétricas do estator e rotor são denotadas apenas pelo subescrito "1" e "2" respectivamente.

As grandezas do rotor podem ser expressa também no sistema de referência estacionário ($\alpha\beta$), como em (VAS, 1998):

$$\underline{u}_{2r} = \underline{u}_{2r}^r e^{j\theta} = u_{\alpha r} + ju_{\beta r} \tag{17}$$

$$\underline{i}_{2r} = \underline{i}_{2r}^r e^{j\theta} = i_{\alpha r} + ji_{\beta r} \tag{18}$$

$$\underline{\Psi}_{2r} = \underline{\Psi}_{2r}^r e^{j\theta} = \Psi_{\alpha r} + j\Psi_{\beta r} \tag{19}$$

Para a análise do desempenho dinâmico do MIT e projeto de estratégias de controle, usualmente são utilizados os seguintes referenciais únicos:

- ❑ 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): $\omega_\lambda = \omega_1 = \omega_{m2} = \omega_{mh}$

Sendo que ω_1, ω_{m2} e ω_{mh} representam a velocidade angular dos fluxos do estator, rotor e principal respectivamente.

O modelo do MIT com rotor gaiola de esquilo é representado no referencial genérico único pelas seguintes equações:

$$\underline{u}_1 = R_1\underline{i}_1 + \frac{d}{dt}\underline{\Psi}_1 + j\omega_\lambda\underline{\Psi}_1 \tag{20}$$

$$\underline{u}_2 = R_2\underline{i}_2 + \frac{d}{dt}\underline{\Psi}_2 + j\left(\omega_\lambda - n_{pp}\omega_{mec}\right)\underline{\Psi}_2 \tag{21}$$

$$\underline{\Psi}_1 = L_1\underline{i}_1 + L_2\underline{i}_2 \tag{22}$$

$$\underline{\Psi}_2 = L_1\underline{i}_2 + L_2\underline{i}_1 \tag{23}$$

Sendo R_1 e R_2 as resistências do estator e rotor e L_1, L_2 e L_h as indutâncias do estator, rotor e principal e n_{pp} o número de pares de polo.

Na máquina de corrente contínua de excitação independente, o torque é proporcional ao fluxo de campo e à corrente de armadura. Como o fluxo é mantido constante e sua excitação é independente da armadura, pode se dizer que o torque produzido é controlado

apenas pela corrente de armadura. Na máquina de indução, é possível representar o torque produzido de forma semelhante ao da máquina de corrente contínua utilizando a notação vetorial. Entretanto, deve-se primeiro obter a expressão da potência total no sistema de coordenadas ortogonal e depois impor as condições da notação vetorial, dessa maneira, o plano ortogonal é definido como sendo complexo e que o ponto neutro não é conectado. Assim, o torque eletromagnético produzido é dado por:

$$T_{el} = \frac{3}{2}\mathcal{R}\{j\underline{\Psi}_{1s} \times \underline{i}_{1s}{}'\} \tag{24}$$

Sendo $\underline{i}'_{1s}$ o conjugado complexo do vetor da corrente do estator e $\mathcal{R}$ a parte real da expressão.

Segundo Vas (1998) nos MCCs o ângulo entre o fluxo do campo e a corrente de armadura é 90° devido à disposição das escovas, isso proporciona o máximo de torque possível. O motor de indução, por possuir o acoplamento entre as variáveis que controlam fluxo e torque, é necessário o uso de técnicas de controle, como FOC e DTC, para conseguir um desacoplamento semelhante ao do MCC de excitação independente.

2.3 Controle por Orientação de Campo

Como já foi citado, nos MCCs de excitação independente, torque e fluxo podem ser controlados independentemente devido ao comutador mecânico, que mantêm de maneira natural torque e fluxo em quadratura, proporcionando o máximo de torque. Enquanto que, na máquina de indução, as variáveis que controlam torque e fluxo estão naturalmente acopladas. Contudo, com a estratégia de controle FOC é possível desacoplar essas variáveis, resultando em um controle de alto desempenho para ampla faixa de velocidade.

Para a técnica de controle vetorial FOC, é possível utilizar qualquer um dos vetores de fluxos magnéticos, ou seja, o fluxo do estator, rotor ou principal. Cada um dos fluxos, para o FOC, acabam apresentando características próprias de desacoplamento entre torque e fluxo, de sensibilidade aos parâmetros da máquina, etc.

A obtenção dos vetores de fluxo pode ser realizada de forma direta ou indireta. A forma direta é definida pela utilização de bobinas exploratórias, sensores Hall ou pelo uso de técnicas de estimação e observação. Enquanto que, a forma indireta é definida pela relação entre cálculo do escorregamento e a velocidade angular elétrica do rotor, sendo que ambas as formas apresentam propriedades que determinam vantagens ou desvantagens quando comparados entre si.

Com relação à escolha do vetor de fluxo magnético, no qual é definido o referencial do controle, o fluxo do rotor é considerado como o FOC clássico, uma vez que os primeiros trabalhos apresentados tiveram como base esse referencial (BLASHKE, 1971).

O referencial do fluxo do rotor tem como principal vantagem o desacoplamento natural entre o fluxo e torque após a transformação de coordenadas ($\alpha\beta$ para dq) para a

alimentação em modo de corrente (VAS, 1998). Entretanto, o FOC de rotor possuiu como principal desvantagem uma grande dependência da constante de tempo do rotor, que apresenta significativas variações com a temperatura (HERNANDEZ, 1999). Orientações segundo o fluxo do estator e fluxo principal também são possíveis, porém, devem ser previstos circuitos desacopladores pois não é obtido o desacoplamento natural entre torque e fluxo após a transformação de coordenadas (VAS, 1998).

Para a técnica FOC indireto, com referencial no fluxo do rotor, é conveniente obter a representação do torque eletromagnético envolvendo o fluxo do rotor, porém descrevendo-se o fluxo por um grandeza denominada "corrente de magnetização" sendo interessante obter uma representação do fluxo do rotor por uma grandeza do estator (geralmente disponíveis nos terminais da máquina).

Dessa forma, propõe-se a representação do fluxo do rotor por uma grandeza do tipo corrente. Desse modo, introduzindo a expressão do torque eletromagnético que depende da corrente do estator e do fluxo do rotor em referencial genérico, tem-se:

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} \frac{L_h}{L_2} \left\{ \underline{i}_1 \underline{\Psi}_2 \right\} \tag{25}$$

Substituindo-se (23) em (25), a expressão do torque pode ser reescrita como:

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} \frac{L_h}{L_2} \left\{ \underline{i}_1 \left(L_2 \underline{i}_2 + L_h \underline{i}_1 \right) \right\} = \frac{3}{2} n_{pp} \frac{L_h}{L_2} \left\{ \underline{i}_1 \left[\underline{i}_1 + \left(1 + \sigma_2 \right) \underline{i}_2 \right] \right\} \tag{26}$$

Sendo

$$\sigma_2 = \frac{L_{\sigma_2}}{L_h} \tag{27}$$

Manipulando-se a expressão (26) é possível descrever o torque como:

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} L_1 \left(1 - \sigma \right) Im \left\{ \underline{i}_1 \ \underline{i}_{m2} \right\} \tag{28}$$

Onde σ é coeficiente de dispersão global, definido por:

$$\sigma = \left(1 - \frac{{L_h}^2}{L_1 L_2} \right) \tag{29}$$

Sendo $\underline{i}_{m2}$ definido como o vetor de espaço da corrente de magnetização do fluxo do rotor. Considerando que essa grandeza é responsável pela produção do fluxo do rotor e, assim, aponta diretamente para o fluxo do rotor definindo sua magnitude como descrito a seguir:

$$\underline{\Psi}_2 = L_h \underline{i}_{m2} \tag{30}$$

A representação espacial da corrente de magnetização $\underline{i}_{m2}$ no referencial do fluxo do rotor é ilustrada na Figura 3. Observa-se que a corrente de magnetização no referencial do fluxo do rotor possuiu apenas a componente de eixo direto ($i_{m2q} = 0$), contudo caso seja adotado outro referencial a mesma apresentará componente real e imaginária.

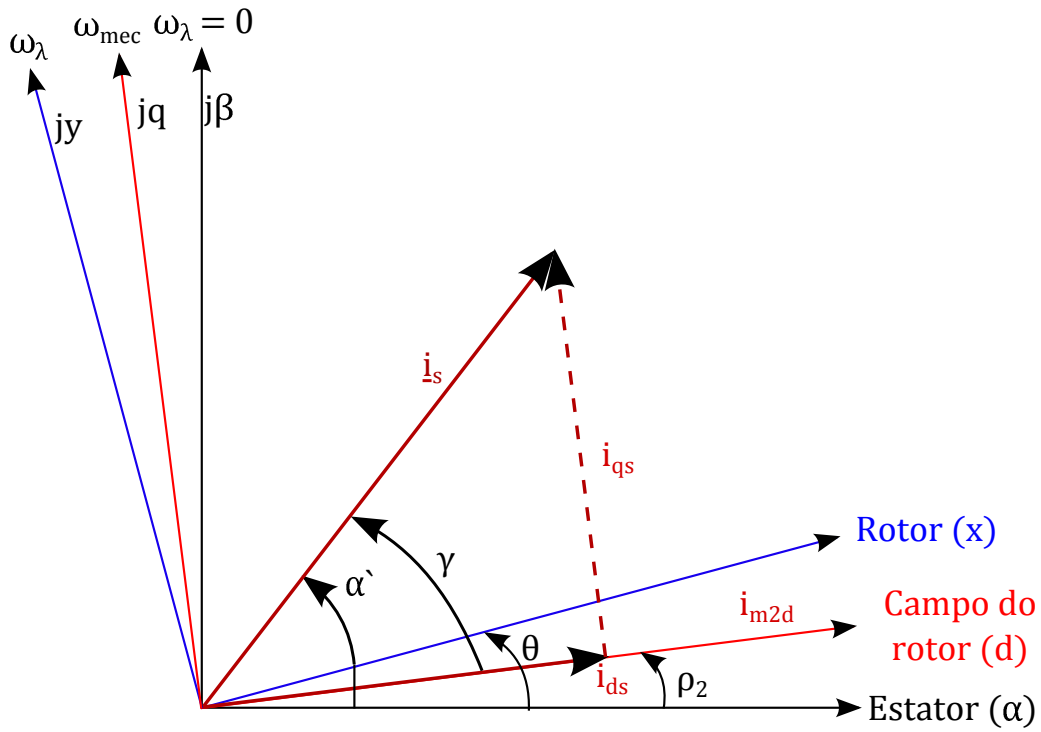

Figura 3: Relação de referenciais no MIT

O modelo completo do MIT em campo orientado no fluxo do rotor é obtido a partir das equações fundamentais (20 à 23) em referencial único genérico. Adotando-se o referencial do fluxo do rotor ρ_2, a grandeza $\underline{i}_{m2}$ tem apenas parte real. Dessa forma as seguintes relações são derivadas:

$$\underline{i}_{m2} = i_{m2d} + j0 = \underline{i}_1 + \left(1 + \sigma_2\right)\underline{i}_2 \tag{31}$$

Portanto, a partir de 26 obtém-se:

$$i_{dr} = \frac{1}{1+\sigma_2}\left(i_{m2} - i_{ds}\right) \tag{32}$$

$$i_{qr} = \frac{1}{1+\sigma_2} i_{qs} \tag{33}$$

Para as equações fundamentais em referencial genérico único ((20) - (23)), basta substituir ω_λ por ω_{m2}, denominado velocidade angular do vetor $\underline{i}_{m2}$. Eliminando-se os fluxos da equação (20) com a ajuda de (22) e reescrevendo em termos das correntes do estator com auxílio de (32) e (33), a expressão (20) pode ser escrita na forma real e imaginária como:

$$\frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{u_{ds}}{\sigma L_1} - \frac{1}{\sigma T_1} i_{ds} + \omega_{m2} i_{qs} - \frac{\left(1-\sigma\right)}{\sigma}\frac{d}{dt} i_{m2} \tag{34}$$

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{u_{ds}}{\sigma L_1} - \frac{1}{\sigma T_1} i_{qs} - \omega_{m2} i_{ds} + \frac{\left(1-\sigma\right)}{\sigma}\omega_{m2} i_{m2} \tag{35}$$

Procedendo de forma similar e com auxílio da expressão (23), a equação de tensão do rotor (21) pode ser reescrita como segue:

$$\frac{d}{dt}i_{m2} = -\frac{1}{T_2}\Big[i_{m2} - i_{ds}\Big] \tag{36}$$

$$i_{qs} = \Big[\omega_{m2} - n_{pp}\omega_{mec}\Big]T_2 i_{m2} \tag{37}$$

A velocidade angular síncrona do fluxo do rotor ω_{m2} pode ser derivada de (37) como descrito a seguir:

$$\omega_{m2} = \frac{1}{T_2}\frac{i_{qs}}{i_{m2}} + n_{pp}\omega_{mec} \tag{38}$$

onde ω_{mec} é a velocidade mecânica do rotor.

Considerando (31), a expressão do torque eletromagnético por sua vez é reescrita como:

$$T_{el} = \frac{3}{2}n_{pp}\Big(1-\sigma\Big)L_1 i_{m2} i_{qs} = K_\omega i_{m2} i_{qs} \tag{39}$$

$$K_\omega = \frac{3}{2}n_{pp}\Big(1-\sigma\Big)L_1 \tag{40}$$

Com isso o torque se torna proporcional à corrente de magnetização e do estator em quadratura. Portanto, se por uma estratégia de controle conveniente, o fluxo de rotor $\underline{\Psi}_2$ for mantido constante por meio da atuação sobre i_{m2}, o torque eletromagnético produzido será simplesmente proporcional ao termo em quadratura i_{qs}.

Na Figura 4 é ilustrado o digrama da estratégia FOC indireto com referencial no fluxo do rotor para o controle de velocidade do MIT.

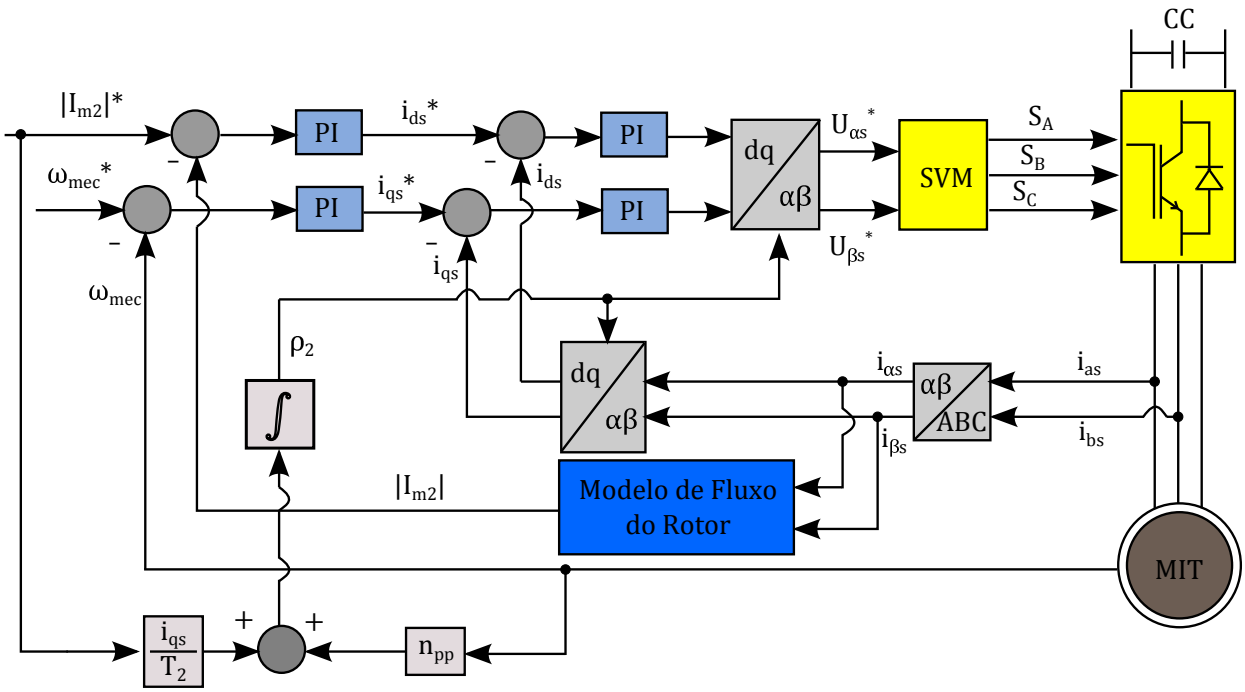

Figura 4: Diagrama da estratégia FOC indireto com referencial no fluxo do rotor

Observa-se que, no eixo direto são controladas as variáveis i_{m2} e i_{ds} que são responsáveis pela produção do fluxo magnético no MIT. Por sua vez, no eixo em quadratura, atua-se sobre ω_{mec} e i_{qs} controlando indiretamente o torque da máquina. As saídas dos controladores Proporcional Integrativo (PI) de corrente do eixo direto e eixo em quadratura são as tensões de referência no referencial síncrono. Por isso, utiliza-se um bloco de transformação, afim de representar as tensões no referencial estacionario $U^*_{\alpha s}$ e $U^*_{\beta s}$ para serem utilizadas como entradas do *Pulse Width Modulation* (PWM) com SVM.

As principais vantagens e desvantagens da estratégia de controle vetorial FOC clássico ilustrado na Figura 4 são listadas a seguir (VAS, 1998).

Principais vantagens:

- ❑ Modulação PWM.
- ❑ Tensão de saída do inversor unipolar.
- ❑ Baixas perdas de chaveamento.
- ❑ Frequência de amostragem baixa.
- ❑ Controle desacoplado de torque e fluxo

Contudo, as principais desvantagens são:

- ❑ Diversas transformações de coordenadas
- ❑ Várias malhas de controle
- ❑ Sensibilidade aos parâmetros do rotor.

2.4 Controle de Torque Direto na Máquina de Indução

Para a máquina de indução há diversas formas de se expressar o torque eletromagnético. Para o caso de DTC, é comum representar o torque por meio de $\underline{\Psi}_{1s}$ e $\underline{\Psi}_{2r}$:

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} \frac{L_h}{\sigma L_1 L_2} |\underline{\Psi}_{1s}||\underline{\Psi}_{2r}| \sin\left(\gamma\right) \tag{41}$$

Sendo γ o ângulo entre o fluxo do estator e o fluxo do rotor como ilustrado na Figura 5 e, usualmente é denominado de ângulo de carga.

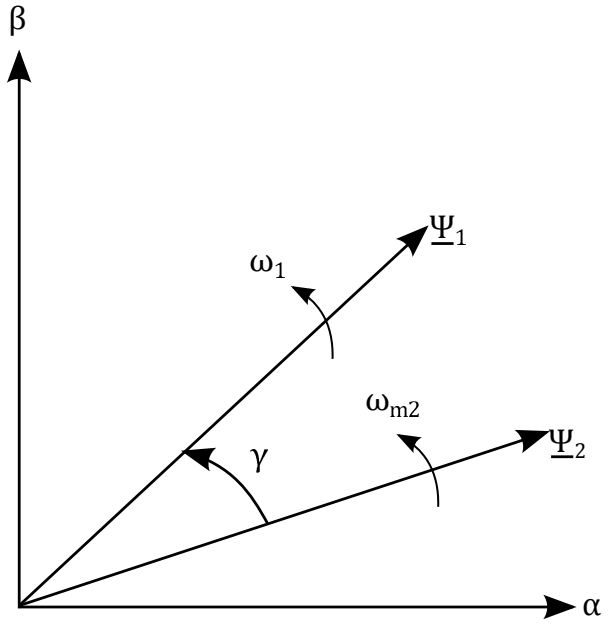

Figura 5: Relação entre o vetor de fluxo do estator e do fluxo do rotor

O fluxos do estator e rotor giram na velocidade síncrona, entretanto, o fluxo do rotor é atrasado em relação ao fluxo do estator por um ângulo γ que aumenta ou diminui dependendo da carga que é acoplado ao eixo da máquina.

A constante de tempo do rotor (T_2) do MIT é calculado como $\frac{L_2}{R_2}$ e, comumente é da ordem de 0,1s. Como a dinâmica do estator é imposta pelo inversor, $T_1 = \left(\frac{L_1}{R_1}\right)$, é muito mais rápido que T_2. Logo, durante o período em que o inversor de frequência sintetiza um vetor de tensão desejado e o aplica no MIT, o vetor de fluxo do rotor é considerado constante, dado que sua constante de tempo é muito mais lenta em relação ao fluxo do estator. Como os outros parâmetros da expressão (41) são considerados constantes, as mudanças no torque eletromagnético ficam relacionadas apenas com a variação do vetor de fluxo do estator $\underline{\Psi}_{1s}$ e com o ângulo γ gerado entre o vetor de fluxo do estator e rotor.

Para um melhor entendimento do controle de torque, é necessário analisar a expressão do vetor de fluxo do estator.

$$\underline{\Psi}_{1s} = \int \underline{u}_{1s} - R_1 \underline{i}_{1s} dt \tag{42}$$

Com o MIT em alta velocidade a queda de tensão $R_1 \underline{i}_{1s}$ é muito pequena podendo assim ser desconsiderada. Por consequência, o vetor de fluxo do estator se torna dependente exclusivamente da variação da tensão aplicada nos terminais da máquina, como descrito a seguir:

$$\frac{d}{dt}\underline{\Psi}_{1s} = \underline{u}_{1s}\frac{d}{dt} \tag{43}$$

Assim, por meio do inversor de frequência é possível aplicar um vetor de tensão de tal forma a conduzir o vetor de fluxo do estator para a posição ótima calculada pela estratégia

de controle. Dessa forma, o torque eletromagnético pode ter seu valor modificado rapidamente, apenas alterando a posição do vetor de fluxo do estator. Nas próximas seções, é analisado os principais métodos de controle que utilizam o controle direto de torque.

2.4.1 Controle Direto de Torque Clássico

A estratégia de controle DTC foi proposta por Takahashi e Noguchi (1986) e consiste na comparação dos valores de referência de torque eletromagnético e do fluxo do estator, com os valores atuais (estimados) por meio de comparadores de histerese. O DTC propicia controlar torque e fluxo diretamente e independentemente, utilizando uma metodologia ótima para a seleção do vetor de tensão aplicado ao MIT. A Figura 6 ilustra o diagrama da estratégia de controle DTC com malha de velocidade. Sendo * indicador da variável de referência e $\wedge$ indicador da variável estimada.

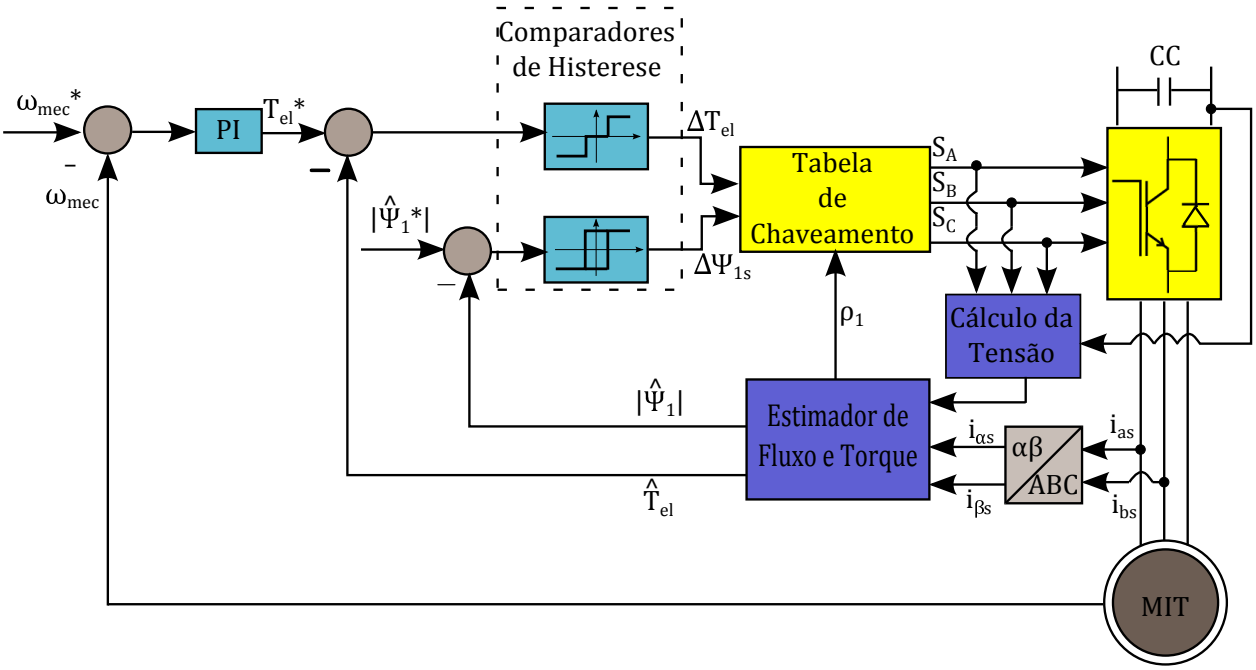

Figura 6: Diagrama genérico do acionamento DTC

Pode-se observar que a posição espacial ρ_1 do vetor do fluxo do estator juntamente com os resultados dos comparadores de histerese são as entradas do bloco de chaveamento, no qual se estabelece o vetor ótimo a ser aplicado ao MIT. A partir da aplicação apropriada dos vetores de tensão é possível manter os valores de torque eletromagnético e do fluxo do estator dentro de seus respectivos valores de banda de histerese.

O fluxo do estator e torque eletromagnético usados nos comparadores de histerese são estimados com base nas equações fundamentais (20) e (24). Adotando $\omega_\lambda = 0$, resulta-se em equações representadas no eixo de coordenadas $\alpha\beta$, como descrito a seguir:

$$\hat{\Psi}_{\alpha s} = \int \left(u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}\right) dt \tag{44}$$

$$\hat{\Psi}_{\beta s} = \int \left(u_{\beta s} - R_s i_{\beta s}\right) dt \tag{45}$$

$$|\hat{\Psi}_1| = \sqrt{\hat{\Psi}_{\alpha s}^2 + \hat{\Psi}_{\beta s}^2} \tag{46}$$

$$\hat{T}_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} \left(\hat{\Psi}_{\alpha s} i_{\beta s} - \hat{\Psi}_{\beta s} i_{\alpha s}\right) \tag{47}$$

Os sinais vindos dos comparadores de histerese de torque e fluxo são utilizados para definir qual vetor de tensão deve ser aplicado ao MIT em um determinado instante de tempo. A Figura 6 ilustra os seis vetores a serem aplicados, sendo que eles são determinados em função do barramento de Corrente Contínua (CC) e do estado de chaveamento das chaves do inversor (S_A, S_B, S_C).

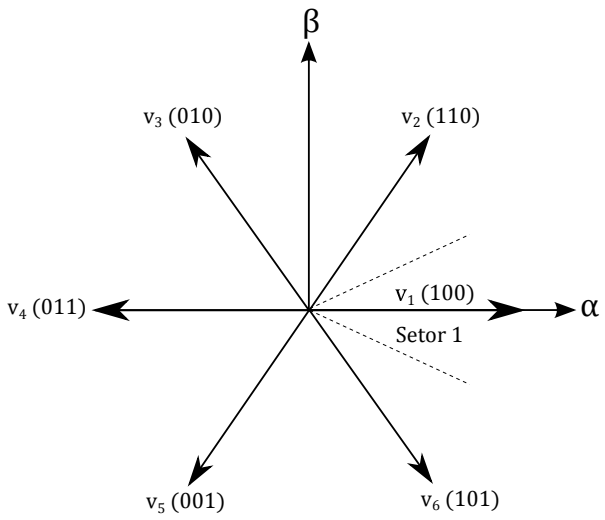

Figura 7: Vetores de tensão divididos em setores espaciais

Como ilustrado na Figura 7, os possíveis vetores de tensão a serem aplicados no MIT se encontram dentro de setores. Esses setores representam a localização espacial do vetor de fluxo do estator. Assim sendo, para o DTC, a posição exata do vetor de fluxo do estator não é importante, mas sim o setor em que fluxo se encontra. Uma forma de obter a posição do fluxo do estator é descrito como:

$$\rho_1 = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\Psi}_{\beta s}}{\hat{\Psi}_{\alpha s}}\right) \tag{48}$$

Uma outra maneira de obter a posição em que o fluxo se encontra, é utilizando senos e cossenos:

$$\cos(\rho_1) = \frac{\hat{\Psi}_{\alpha s}}{\left|\hat{\Psi}_1\right|} \tag{49}$$

$$\sin(\rho_1) = \frac{\hat{\Psi}_{\beta s}}{\left|\hat{\Psi}_1\right|} \tag{50}$$

Segundo Lins (2001), uma terceira maneira para obter o setor espacial do fluxo do estator é baseada no algoritmo ilustrado pela Figura 9. Este apresenta vantagens sobre as formas anteriormente citadas por evitar divisões e operações trigonométricas inversas, sendo que $\Psi^*_{\beta s} = |\Psi_1| \sin(30°)$.

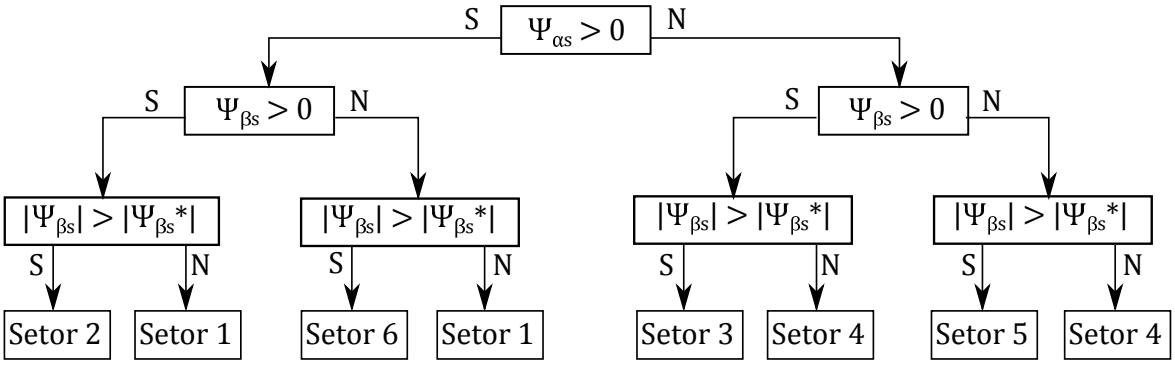

Figura 8: Algoritmo para obter o setor do fluxo do estator

Após a obtenção do setor do fluxo do estator, é necessário avaliar a atuação dos controladores de histerese e prover as variáveis do fluxo do estator (Φ) e do torque eletromagnético (Γ). A variável do fluxo do estator é avaliada em função do acréscimo/decréscimo de magnitude através de um comparador de histerese de dois níveis. O torque eletromagnético por sua vez é avaliado em função do aumento, diminuição e também da manutenção de sua amplitude através de um comparador de histerese de três níveis. As variáveis Φ e Γ são obtidas como segue:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0 & se & |\Psi_{1s}| & < & \left(\Psi_{1s}{}^* - \Delta\Psi_{1s}\right) \\ 1 & se & |\Psi_{1s}| & > & \left(\Psi_{1s}{}^* - \Delta\Psi_{1s}\right) \end{bmatrix} \tag{51}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & se & T_{el} & \leq & \left(T_{el}{}^* - \Delta T_{el}\right) & & \\ 0 & se & T_{el} & < & \left(T_{el}{}^* + \Delta T_{el}\right) & e & T_{el} > \left(T_{el}{}^* - \Delta T_{el}\right) \\ -1 & se & T_{el} & \geq & \left(T_{el}{}^* + \Delta T_{el}\right) & & \end{bmatrix} \tag{52}$$

Sendo que $\Psi_{1s}{}^*$ e $T_{el}{}^*$ são os valores de referência do fluxo do estator e do torque eletromagnético. As variáveis $\Delta\Psi_{1s}$ e ΔT_{el} representam os valores de largura da banda de histerese do fluxo e do torque, respectivamente.

A Tabela 1 mostra a formulação do vetor de tensão a ser aplicado no inversor tendo em vista o estado das variáveis Φ, Γ e o setor espacial do fluxo do estator.

Tabela 1: Vetor de tensão a ser implementado pelo inversor

Φ	Γ	Setor 1	Setor 2	Setor 3	Setor 4	Setor 5	Setor 6
	1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1
0	0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0
	-1	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
	1	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1	v_2
1	0	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7
	-1	v_5	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4

Sendo que v_0 e v_7 são os vetores nulos e correspondem à situações em que as chaves superiores dos braços do inversor estão simultaneamente cortados (v_0) ou conduzindo (v_7). As principais vantagens e desvantagens da estratégia DTC clássica são listadas a seguir (VAS, 1998).

As principais vantagens do DTC são:

- ❑ Ausência de transformação dq;
- ❑ Ausência de módulo gerador de PWM;
- ❑ Controle indireto da corrente;
- ❑ Estrutura independente de parâmetros do rotor;
- ❑ Menor tempo de resposta do torque;
- ❑ Menor número de controladores (Devido aos comparadores de histerese utilizados na malha de corrente).

As principais desvantagens do DTC são:

- ❑ Frequência de chaveamento variável;
- ❑ Frequência de amostragem deve ser muito alta (implementação digital);
- ❑ Altas perdas no chaveamento;
- ❑ Alto ripple de torque;
- ❑ Possíveis problemas durante a partida e em operação de baixa velocidade e durante mudanças na referência do torque.

2.4.2 Controle Direto de Torque com Modulação por Vetores Espaciais

O controle DTC com modulação por vetores espaciais foi proposto com o objetivo de melhorar e/ou solucionar os problemas do DTC clássico. As principais desvantagens do DTC-clássico estão relacionadas com a frequência variável de chaveamento do inversor (ABU-RUB; STANDO; KAZMIERKOWSKI, 2013). O uso da técnica SVM proporciona para o DTC o chaveamento constante do inversor e por consequência, causa uma redução nas ondulações do torque e melhora no desempenho na região de baixa velocidade (XUE et al., 1990). O DTC-clássico possui baixo custo de implementação computacional quando comparado ao FOC, sendo que o uso da técnica de modulação SVM aumenta 25% a 30% do tempo computacional requirido pelo DTC clássico (CASADEI; PROFUMO; TANI, 2002).

A estratégia de controle DTC-SVM pode ser interpretada como sendo similar ao controle orientado de campo direto FOC com orientação no fluxo do estator, sem possuir malha específica de controle de corrente (KAZMIERKOWSKI et al., 2011). Segundo Abu-Rub, Stando e Kazmierkowski (2013) a técnica DTC-SVM pode ser visto como uma combinação do DTC-clássico e FOC, que elimina as desvantagens básicas mantendo-se as principais vantagens de ambos os métodos.

A estratégia DTC-SVM opera com frequência de chaveamento constante e utiliza a orientação do campo do estator, resultando na independência das variáveis do rotor. A principal diferença em relação ao DTC clássico está na eliminação dos comparadores de histerese, substituídos por controladores PI em conjunto com modulador PWM-SVM. O diagrama de blocos com malha fechada de controle de velocidade, torque e fluxo na orientação do fluxo do estator é apresentado na Figura 9.

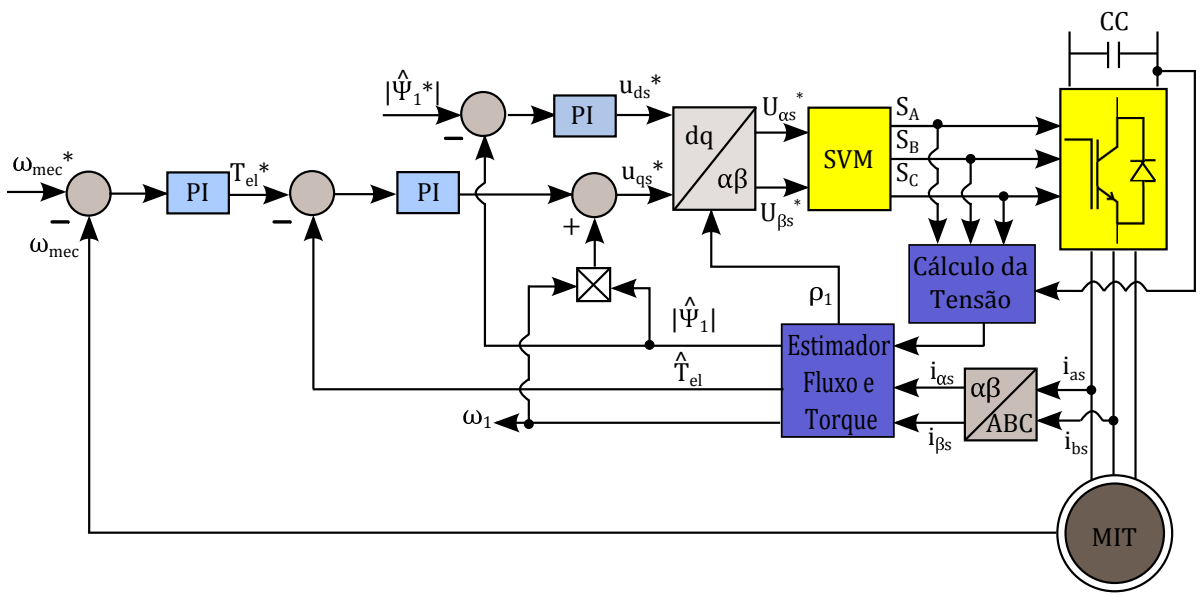

Figura 9: Diagrama do esquema DTC-SVM na orientação do fluxo de estator

O esquema de controle ilustrado na Figura 9 tem três malhas de controle, uma para o fluxo do estator, outra para o torque eletromagnético e a última para o controle de velocidade. A saída do controlador PI, cuja a entrada é o erro de velocidade $(\omega^*_{mec} - \omega_{mec})$, provê o valor de referência do torque eletromagnético T^*_{el} necessário para minimizar o erro de velocidade. Esse valor de referência de torque eletromagnético menos o torque eletromagnético estimado $(T^*_{el} - \hat{T}_{el})$ é o valor de entrada do controlado PI de torque, sendo que a sua saída, mais o termo de desacoplamento $\omega_1|\hat{\Psi}_1|$, é o valor de tensão u^*_{qs} necessária para minimizar o erro do torque eletromagnético. Por outro lado, a saída do controlador PI, cuja a entrada é o erro do fluxo do estator $(\Psi^*_1 - \hat{\Psi}_1)$, proporciona o valor de tensão u^*_{ds} necessária para minimização do erro do do fluxo do estator. O ângulo do fluxo do estator ρ_1 obtido por meio das componentes $\hat{\Psi}_{\alpha s}$ e $\hat{\Psi}_{\beta s}$ é usado no bloco de transformação de coordenadas $dq/\alpha\beta$, que transforma as tensões u^*_{ds} e u^*_{qs} que estão no referencial fixo no fluxo do estator, para o referencial estacionário. As tensões resultantes $U^*_{\alpha s}$ e $U^*_{\beta s}$ da transformação são moduladas por meio do bloco SVM para finalmente serem sintetizadas pelo inversor. As saídas S_A, S_B e S_C do modulador SVM são os estados das chaves do conversor e podem ser utilizadas para o cálculo da tensão aplicada aos terminais do MIT.

Na Figura 10 é ilustrado a orientação segundo o fluxo do estator no qual o DTC-SVM se encontra.

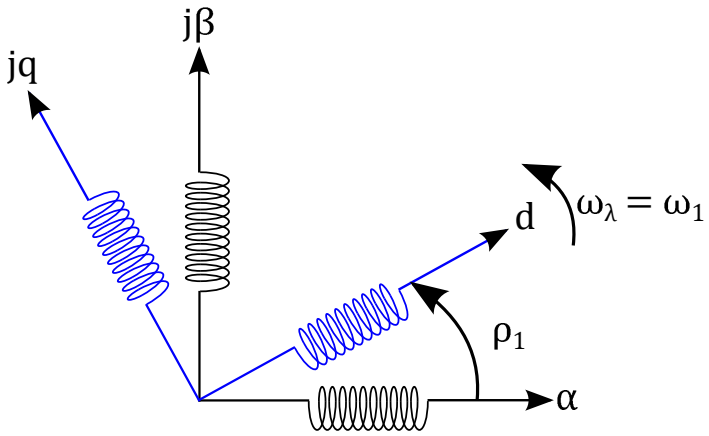

Figura 10: Orientação no fluxo do estator

O fluxo do estator no referencial do próprio fluxo do estator apresenta apenas a componente do eixo real, ou seja, a componente do fluxo do estator no eixo imaginário é zero, desta forma, o fluxo do estator pode ser descrito como:

$$\underline{\Psi}_1 = \Psi_{ds} + j\Psi_{qs} \tag{53}$$

$$\Psi_1 = \Psi_{ds} \tag{54}$$

$$\Psi_{qs} = 0 \tag{55}$$

Sendo que, a transformação do referencial estacionário para o referencial síncrono no fluxo do estator é dado pela Equação (48), apresentada na Seção 2.4.1. Portanto, a velocidade síncrona do fluxo do estator ω_1 pode ser determinada usando o fluxo do estator no referencial estacionário ($\omega_\lambda = 0$), como descrito a seguir:

$$\omega_1 = \frac{d}{dt}\rho_1 = \frac{\frac{d}{dt}\Psi_{\beta s}\hat{\Psi}_{\alpha s} - \frac{d}{dt}\Psi_{\alpha s}\hat{\Psi}_{\beta s}}{\hat{\Psi}^2_{\alpha s} + \hat{\Psi}^2_{\beta s}} \tag{56}$$

A Equação (56) pode ser reescrita usando (44) e (45):

$$\omega_1 = \frac{\left(u_{\beta s} - R_1 i_{\beta s}\right)\hat{\Psi}_{\alpha s} - \left(u_{\alpha s} - R_1 i_{\alpha s}\right)\hat{\Psi}_{\beta s}}{\hat{\Psi}^2_{\alpha s} + \hat{\Psi}^2_{\beta s}} \tag{57}$$

Com $\Psi_{qs} = 0$ tem-se que as componentes dq da tensão do estator, no sistema de referência alinhado com o fluxo do estator ($\omega_\lambda = \omega_1$) com base na equação fundamental (20) , são dadas por:

$$u_{ds} = R_1 i_{ds} + \frac{d}{dt}\Psi_1 \tag{58}$$

$$u_{qs} = R_1 i_{qs} + \omega_1 \Psi_1 \tag{59}$$

Por consequência, o torque eletromagnético é calculado pela seguinte expressão no sistema de referência alinhado com o fluxo do estator:

$$T_{el} = \frac{3n_{pp}}{2}\Psi_1 i_{qs} \tag{60}$$

$$i_{qs} = \frac{2}{3n_{pp}}\frac{T_{el}}{\Psi_1} \tag{61}$$

Substituindo (61) em (59), resulta-se em:

$$u_{qs} = \frac{2}{3n_{pp}} R_1 \frac{T_{el}}{\Psi_1} + \omega_1 \Psi_1 \tag{62}$$

Por consequência, por meio do erro do fluxo do estator e do torque eletromagnético, é possível produzir os valores desacoplados de referência das componentes dq do vetor de tensão do estator, por meio dos controladores PI, para minimizar os erros do fluxo do estator e do torque eletromagnético (LONGJI; RULIN, 2004).

Observa-se na Equação (58) que para determinar u_{ds} é necessário somar o termo $R_s i_{ds}$. Quando o MIT opera na região de alta velocidade esse termo pode ser desprezado e a tensão pode chegar a ser proporcional à variação do fluxo do estator $\frac{d}{dt}\underline{\Psi}_{1s}$, porém, na região de baixa frequência o termo que representa a queda de tensão ($R_s i_{ds}$) não pode ser desprezado. Uma forma de se eliminar esse termo e consequentemente não calcular componentes síncronas das correntes do estator, é utilizando o controlador PI

para produzir a referência de tensão. Logo, a referência do vetor de tensão produzido pelo controlador PI pode ser descrita pela expressão a seguir:

$$u_{ds}^{*} = \left(k_{p\Psi} + \frac{k_{i\Psi}}{s}\right)\left(\Psi_1^{*} - \widehat{\Psi}_1\right) \tag{63}$$

Sendo que $k_{p\Psi}$ e $k_{i\Psi}$ são os ganhos proporcional e integrativo do controlador PI de fluxo, respectivamente.

Por outro lado, nota-se que na equação (62), u_{qs} está acoplado com fluxo do estator pelo termo $\omega_1\Psi_1$, ou seja, qualquer mudança no valor do fluxo do estator acaba interferindo no controle do torque eletromagnético. Uma maneira simples de realizar o desacoplamento do torque em relação ao fluxo, é somando o termo dependente da velocidade síncrona e do fluxo do estator ($\omega_1\Psi_1$) à saída do controlador (LONGJI; RULIN, 2004). Então, a equação que descreve a ação de controle sobre o torque eletromagnético é expressa por:

$$u_{qs}^{*} = \left(k_{pT_{el}} + \frac{k_{iT_{el}}}{s}\right)\left(T_{el}^{*} - \widehat{T}_{el}\right) + \omega_1|\Psi_1| \tag{64}$$

Os ganhos $k_{pT_{el}}$ e $k_{iT_{el}}$ são definidos como os ganhos proporcional e integrativo do controlador PI de torque, respectivamente.

As tensões de referência u_{ds}^{*} e u_{qs}^{*} no referencial síncrono (dq) são transformadas para o referencial estacionario ($\alpha\beta$) para serem usadas como entradas do bloco SVM, por meio das equações descritas a seguir:

$$U_{\alpha s}^{*} = u_{ds}^{*}\cos\left(\rho_1\right) - u_{qs}^{*}\sin\left(\rho_1\right) \tag{65}$$

$$U_{\beta s}^{*} = u_{qs}^{*}\cos\left(\rho_1\right) + u_{ds}^{*}\sin\left(\rho_1\right) \tag{66}$$

Como ilustrado na Figura 9, é possível obter as tensões de fase do estator por meio dos sinais de comando do inversor e do valor do barramento CC, como (XUE et al., 1990):

$$u_{as} = \frac{V_{cc}}{3}\left(2S_A - S_B - S_C\right) \tag{67}$$

$$u_{bs} = \frac{V_{cc}}{3}\left(S_A + 2S_B - S_C\right) \tag{68}$$

$$u_{cs} = \frac{V_{cc}}{3}\left(-S_A - S_B + 2S_C\right) \tag{69}$$

As componentes α e β da tensão do estator, também podem ser obtidas como:

$$u_{\alpha s} = \frac{V_{cc}}{3}\left(2S_A - S_B - S_C\right) \tag{70}$$

$$u_{\beta s} = \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}}\left(S_B - S_C\right) \tag{71}$$

As características apresentadas pela estratégia DTC-SVM fazem com que apareçam algumas vantagens, tais como (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2000):

- A estratégia DTC-SVM apresenta baixas ondulações para toda a faixa de velocidade. Por consequência, a estimativa de fluxo, torque e velocidade são melhoradas;
- As respostas rápidas e robustez do DTC clássico são preservados;
- A frequência de chaveamento do inversor é constante. No DTC clássico, apenas um vetor de tensão é aplicado durante o período de amostragem, já para o DTC-SVM, uma sequência de seis vetores é aplicado durante o mesmo tempo.

2.5 Conclusão

Nesta seção foi abordado inicialmente os procedimentos necessários para a análise dinâmica do MIT por meio da aplicação de transformadas lineares. Em seguida, foram apresentadas as principais técnicas para o controle desacoplado de fluxo e torque (FOC, DTC e DTV-SVM). Contudo, pelas vantagens e desvantagens apresentadas por todas as estratégias de controle, decidiu-se utilizar no decorrer desse trabalho a estratégia DTV-SVM para o acionamento *sensorless*. No próximo capítulo são apresentados os procedimentos para a estimação do fluxo do estator e da velocidade do rotor por meio de sistemas adaptativos.

Capítulo 3

Observador de Fluxo e Estimador de Velocidade do Rotor

Como demonstrado no capítulo 2, a estratégia de controle DTC-SVM depende da correta estimação da posição do fluxo do estator durante todo o período de operação. Porém, há inúmeras dificuldades para esta estimação devido aos erros de medições, variações de parâmetros, sensibilidade de sensores, entre outros. Neste capítulo, é apresentada uma breve revisão de algumas das soluções propostas na literatura e também a técnica adaptativa proposta por Lascu e Trzynadlowski (2004) que é modificada para ser utilizada nesse trabalho. Por último, é abordado o estimador de velocidade *Model Reference Adaptive System* (MRAS) baseado no modelo de corrente adotado no controle *sensorless* proposto, afim de garantir a operação do MIT em ampla faixa de velocidade com baixa sensibilidade paramétrica.

3.1 Introdução

Em muitos métodos de controle de alto desempenho do MIT, como no controle DTC-SVM e no controle vetorial FOC direto, é necessário conhecer a posição instantânea do fluxo, sendo que módulo do fluxo é usado para controlar o seu valor em malha fechada enquanto que a posição do fluxo é usada no processo de transformação de coordenadas. A obtenção do fluxo poder ser feita de forma direta com o auxílio de bobinas exploratórias ou sensores de efeito Hall, porém essa metodologia eleva o valor da máquina por ser necessário fazer mudanças na carcaça da mesma, além de diminuir a confiabilidade e aumentar os custos com manutenção. Uma outra forma de obter o fluxo é por meio da estimação do mesmo, utilizando-se as correntes e tensões medidas nos terminais da máquina. Dentre os métodos propostos na literatura, os principais são conhecidos como modelo de tensão e modelo de corrente (VAS, 1998).

Modelo de Tensão O modelo de tensão é baseado na equação fundamental (20), representada no referencial $\alpha\beta$ estacionário como descrito a seguir:

$$\underline{u}_{1s} = R_1 \underline{i}_{1s} + \frac{d}{dt}\underline{\Psi}_{1s} \tag{72}$$

A estimação do fluxo é realizada pela integração da Força Contra Eletromotriz (FCEM) utilizando as tensões e correntes obtidas nos terminais da máquina, como descrito por (42) no capítulo 2.

O modelo de tensão apresenta melhores resultados na estimação do fluxo do estator em média e alta velocidade, sendo atrativo pela sua simplicidade de implementação, uma vez que o único parâmetro da máquina exigido é a resistência do estator, que varia pouco durante a operação do MIT podendo ser considerada constante. No entanto, existem dois problemas conhecidos quando o modelo de tensão é usado: mesmo um pequeno valor de *offset* nas medições pode causar problemas se for utilizado um integrador puro e em baixa velocidade o modelo é sensível à erros nas medições de tensão e corrente (HINKKANEN; LUOMI, 2003).

Modelo de Corrente O estimador de fluxo do rotor conhecido como modelo de corrente é baseado na equação fundamental (21), podendo ser descrito no eixo de coordenadas $\alpha\beta$ em referencial estacionário como:

$$\frac{d}{dt}\hat{\Psi}_{\alpha r} = -\frac{1}{T_2}\Psi_{\alpha r} - n_{pp}\hat{\omega}_{mec}\Psi_{\beta r} + \frac{L_h}{L_2}i_{\alpha s} \tag{73}$$

$$\frac{d}{dt}\hat{\Psi}_{\beta r} = -\frac{1}{T_2}\Psi_{\beta r} + n_{pp}\hat{\omega}_{mec}\Psi_{\alpha r} + \frac{L_h}{L_2}i_{\beta s} \tag{74}$$

onde $\hat{\Psi}_{\alpha r}$ e $\hat{\Psi}_{\alpha r}$ são as componentes α e β do fluxo do rotor estimado no referencial estacionário.

A estimação do fluxo estator por meio do modelo de corrente é dada pelas seguintes expressões:

$$\hat{\Psi}_{\alpha s} = \frac{L_h}{L_2}\hat{\Psi}_{\alpha r} + \frac{L_1 L_2 - {L_h}^2}{L_2} i_{\alpha s} \tag{75}$$

$$\hat{\Psi}_{\beta s} = \frac{L_h}{L_2}\hat{\Psi}_{\beta r} + \frac{L_1 L_2 - {L_h}^2}{L_2} i_{\beta s} \tag{76}$$

O modelo de corrente apresenta melhores resultados para a estimação em baixa velocidade, e segundo Kazmierkowski et al. (2011) este modelo pode estimar o fluxo do estator em velocidade zero. Diante disso alguns autores propõem a substituição do modelo de tensão pelo modelo de corrente para a estimação do fluxo do estator (REHMAN; DERDIYOK; GUVEN, 2002). No entanto, a principal desvantagem do modelo de corrente é a dependência da constante elétrica de tempo do rotor, que apresenta variações com maior frequência que outros parâmetros da máquina.

3.2 Problemas na Estimação do Fluxo do Estator

Para a estimação do fluxo do estator tanto com o modelo de tensão quanto com o modelo de corrente, os principais problemas estão relacionados com o processo de integração e com a varição de parâmetros da máquina (LASCU; ANDREESCU, 2006).

Conforme descrito pela expressão (42) para estimar o fluxo de estator pelo modelo de tensão é necessário implementar uma integração pura, no qual pode acarretar em uma série de problemas principalmente em aplicações experimentais (SILVEIRA, 2007).

Os problemas mais conhecidos quando se integra um sinal senoidal são o *drift* e *offset*. O *drift* é uma rampa na saída do integrador, resultado de um sinal constante contido no sinal senoidal medido. Quanto ao *offset*, quando um sinal senoidal é aplicado na entrada de um integrador, o resultado esperado na saída é uma cossenoide, entretanto, é necessário que o sinal de entrada esteja em seu pico positivo ou negativo, caso contrário, um sinal de *offset* é somado à saída do integrador, causando um deslocamento da onda de saída.

A Figura 11 ilustra um sinal de entrada do integrador puro com amplitude de 311 V, com frequência de 60 Hz. Na Figura 12 é ilustrada o efeito de *drift* na saída do integrador, com um sinal contínuo de 6.22 V somado a senoide de entrada.

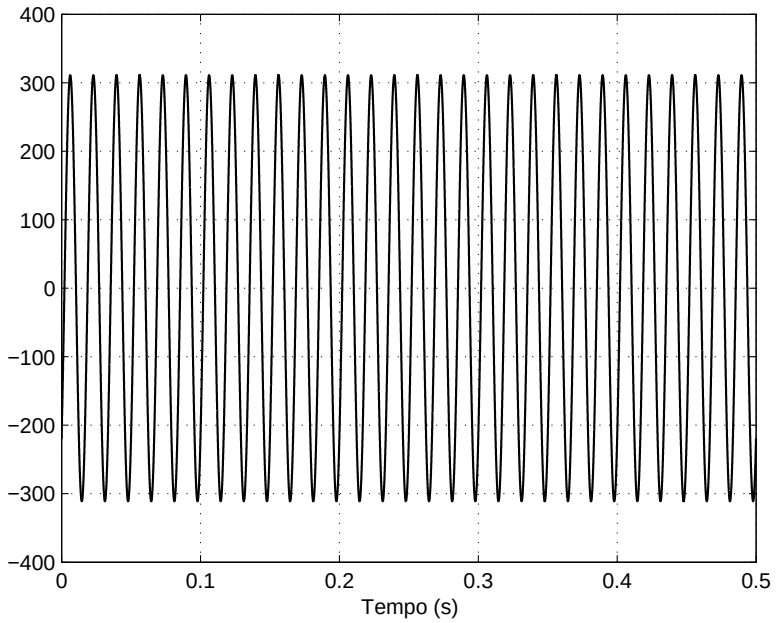

Figura 11: Sinal de entrada do integrador

Na Figura 13 é ilustrado a saída do integrador com o efeito de *offset*, quando o sinal de entrada não apresenta as condições de entrada ideais (pico positivo ou negativo), com o isso o resultado na saída é o deslocamento do centro da senoide para cima. A Figura 14 demonstra a saída do integrador quando aplicado um sinal de entrada em condições ideais.

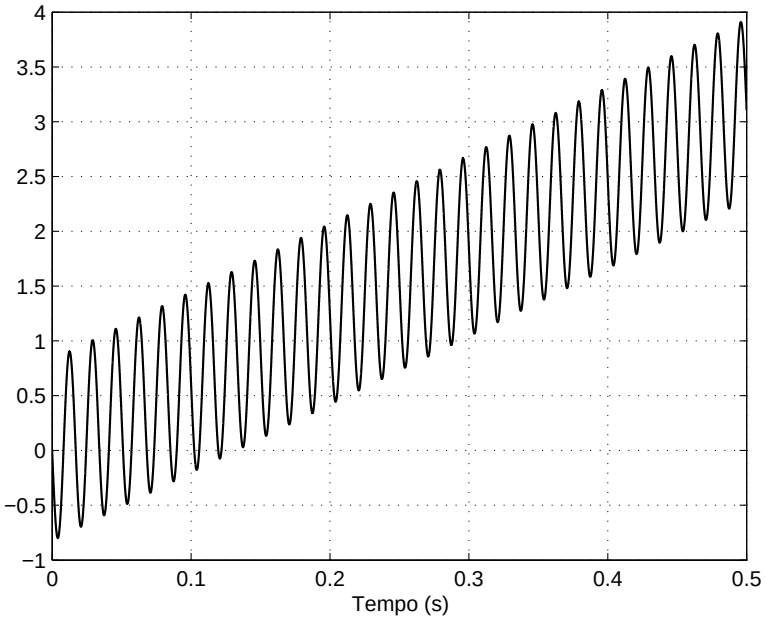

Figura 12: Sinal de saída do integrador com *drift*

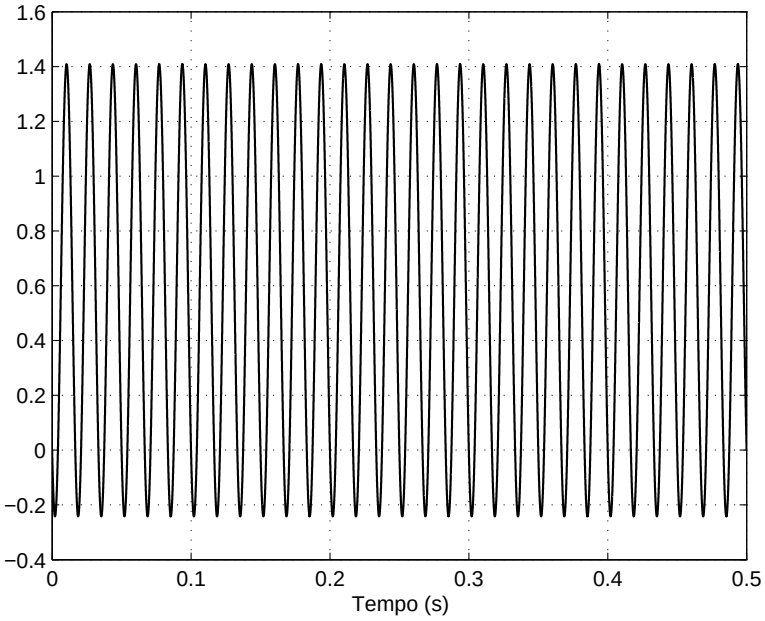

Figura 13: Sinal de saída do integrador com *offset*

Esses dois problemas são muito difíceis de serem evitados em aplicações experimentais. O uso de componentes analógicos nas medições de correntes e tensões contribui para o aparecimento de sinais contínuos nas medições e, como as estratégias de controle e acionamento são feitos para a operação em tempo real, é difícil garantir condições iniciais ideais.

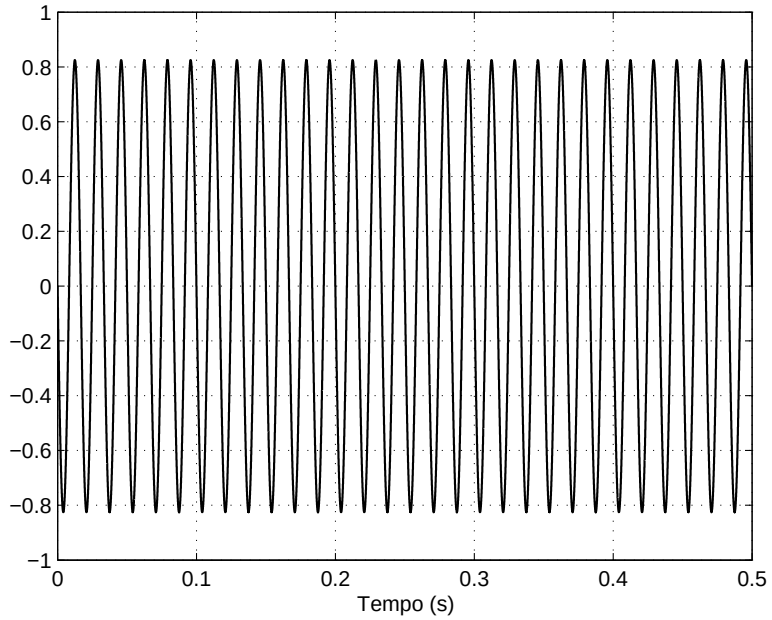

Figura 14: Sinal de saída do integrador sem erro

Para resolver ou minimizar esses problemas diversos autores têm proposto métodos na literatura, em que um dos principais tipos utiliza o *Low Pass Filter* (LPF) como integrador (HOLTZ, 2003; HU; WU, 1998). Para que o filtro funcione bem como integrador é necessário que a frequência de corte ω_c seja 10 vezes menor que a frequência do sinal de entrada, porém, nos acionamento de alto desempenho do MIT, a frequência é variável e muitas vezes a máquina opera na região de baixa velocidade, isso faz com que a frequência do sinal de entrada fique muito próximo da frequência de corte do filtro, deteriorando a integração. A expressão do filtro LPF pode ser descrita como:

$$\frac{1}{s + \omega_c} \tag{77}$$

Na próxima seção serão apresentados alguns algoritmos para a correção dos problemas de integração para toda a faixa de operação do MIT.

A sensibilidade aos parâmetros do MIT é um ponto crítico para o estimador. O modelo de tensão apresenta sensibilidade apenas para a resistência do estator e alguns autores propõem seu monitoramento, principalmente, na região de baixa frequência, onde uma pequena variação em seu valor acaba prejudicando a estimativa do fluxo (VASIC; VUKOSAVIC; LEVI, 2003; LASCU; ANDREESCU, 2006). Contudo, alguns trabalhos analisam as alterações na resistência do estator em enrolamentos de máquinas de Corrente Alternada (CA), como por exemplo em Wrobel et al. (2013), no qual é abordado a variação da resistência do estator frente à variação de frequência e temperatura, como resultado é obtido uma curva que representa as mudanças sofridas pela resistência para a faixa de 0 - 200 Hz e de 20 - 100°C. Os resultados mostram que as mudanças que ocorrem no valor da resistência

do estator é de no máximo 5% para região de frequência até 60 Hz, com mudanças muito pequenas com o aumento da temperatura. No trabalho de (HAMALAINEN; PYRHONEN; NERG, 2013) também é feito um estudo sobre as mudanças no valor da resistência do estator de enrolamentos CA, no qual os resultados são muito próximos do artigo anterior. Consequentemente, nas simulações realizadas nesse trabalho as variações aplicadas à resistência do estator seguem o perfil indicado pelos artigos citados afim de aproximá-las de aplicações reais.

No modelo de corrente é observado a dependência paramétrica da constante elétrica de tempo rotórica e das indutâncias da máquina. Dado que na máquina de indução os parâmetros mudam com a temperatura de operação, saturação magnética e com a frequência elétrica das correntes, o modelo de corrente pode ser bastante afetado, já que a resistência do rotor e a indutância de magnetização são mais afetadas do que outros parâmetros. Segundo Hernandez (1999), a temperatura do rotor pode chegar à 150°C provocando um aumento do valor da resistência do rotor de até 50% do seu valor nominal. Por outro lado, o efeito de saturação magnética na indutância de magnetização pode diminuir o seu valor para até 80% do seu valor nominal.

3.3 Observador de Fluxo com Modelo de Tensão e Corrente

Como descrito na seção anterior, o cálculo da integração para estimar o fluxo quando utilizado o modelo de tensão (equação (42)) apresenta alguns problemas e, quando substituído o integrador puro, por um filtro LPF, existe uma limitação da frequência de operação do acionamento. Com o objetivo de resolver os problemas de integração do modelo de tensão, Hu e Wu (1998) propuseram um algoritmo com filtros LPF baseado na ortogonalidade entre os vetores do fluxo do estator e *fcem* como ilustrado na Figura 15. Esse método permite a estimação com precisão da posição e magnitude do vetor de fluxo do estator para ampla faixa de velocidade.

A principal ideia desse método é a manutenção da ortogonalidade entre o vetor do fluxo do estator e o vetor da *fcem* por meio de um mecanismo de adaptação. Esse mecanismo é um controlador PI e, quando um sinal CC ou valor inicial não ideal é introduzido à entrada do integrador, o resultado é a perda da ortogonalidade e, portanto, o ângulo entre os vetores do fluxo do estator e da *fcem* não é mais 90°. Contudo, com o desvio da condição de ortogonalidade o detector de quadratura define um sinal de erro como descrito a seguir:

$$\Delta_e = \frac{\underline{\Psi}_{1s}\underline{fcem}_{1s}}{|\underline{\Psi}_{1s}|} \tag{78}$$

onde

$$\underline{fcem}_{1s} = fcem_{\alpha s} + jfcem_{\beta s} \tag{79}$$

O erro gerado em (78) é a entrada do mecanismo de adaptação, no caso, o controlador PI. Quando o erro Δ_e é diferente de zero, o mecanismo de adaptação gera um sinal de compensação Ψ_{cmp} que desloca o vetor do fluxo do estator para a posição original. Esse estimador apresenta bons resultados para ampla faixa de velocidade, inclusive em velocidades muito baixas (da ordem de 1 Hz), contudo, é sensível à pequenas mudanças na resistência do estator e por utilizar o modelo de tensão apresenta dificuldades para a estimação com o MIT em velocidade zero (SILVEIRA, 2007).

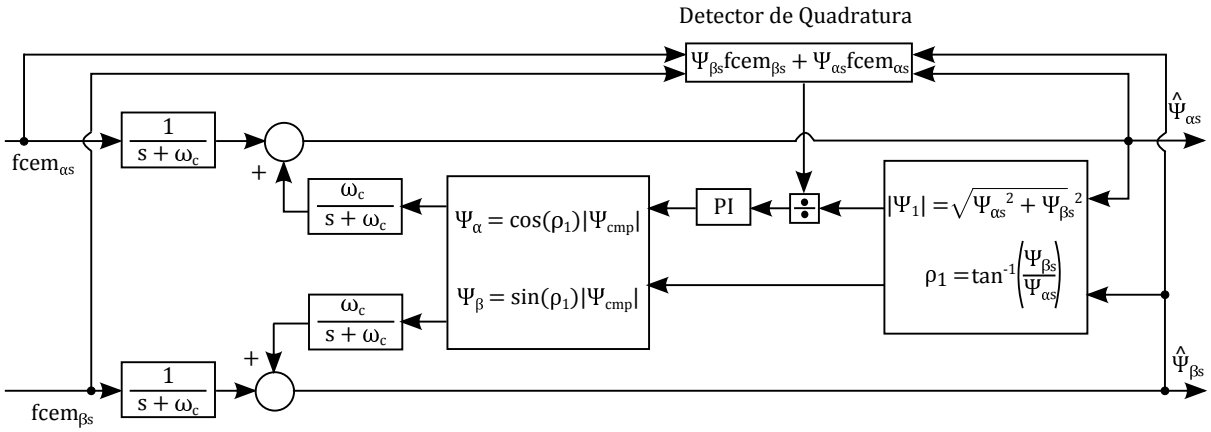

Figura 15: Estimador ortogonal do fluxo do estator com compensação adaptativa

Observador de Fluxo com Modelo de Tensão e Corrente (OFMTC) Para diminuir as influências paramétricas e conseguir estimar o fluxo estatórico com precisão em velocidades baixas, Lascu e Trzynadlowski (2004) propuseram um observador híbrido que utiliza os modelos de tensão e corrente simultaneamente. Esse observador é conhecido como *Sliding-Mode Observer* (SMO) e não necessita do *encoder*, pois a posição é encontrada por meio do fluxo estimado pelo modelo de tensão e é utilizada como entrada para o modelo de corrente. Para a correção da estimação é utilizado um controlador não-linear, baseado no CMD. O uso do CMD é uma opção interessante devido a sua dinâmica rápida e forte robustez em relação às alterações paramétricas, ruídos e distúrbios externos (LASCU; ANDREESCU, 2006).

Em Lascu, Boldea e Blaabjerg (2009) o SMO é testado em diferentes condições de operação em baixa velocidade (pior caso). Segundo os autores, o observador é capaz de operar com precisão em baixa velocidade (3 rpm em testes experimentais), não apresentando sensibilidade aos parâmetros do rotor e indutância principal. Em frequências elevadas, grandes variações na resistência do estator também pouco influenciam, porém em baixa frequência, a estimação sofre grande deterioração. Uma alternativa possível é o aumento dos ganhos do CMD diminuindo a sensibilidade ao parâmetro do estator, contudo aumenta-se o efeito de *chattering* dificultando a estimação dos fluxos e torque eletromagnético.

Nesse trabalho é proposto a modificação do observador abordado em (LASCU; TRZYNADLOWSKI, 2004; LASCU; ANDREESCU, 2006), substituindo os controladores CMD por controladores PI. Essa alteração visa investigar e comparar o desempenho do observador com o apresentado na literatura (é abordado apenas o CMD), proporcionando uma nova alternativa para a estimação do fluxo do estator em aplicações de alto desempenho para ampla faixa de velocidade.

A Figura 16 ilustra o diagrama de blocos completo do OFMTC. Por utilizar duas realimentações, esse observador é denominado *Dual - Mode* (TARCHALA; DYBKOWSKI; ORLOWSKA-KOWALSKA, 2011a).

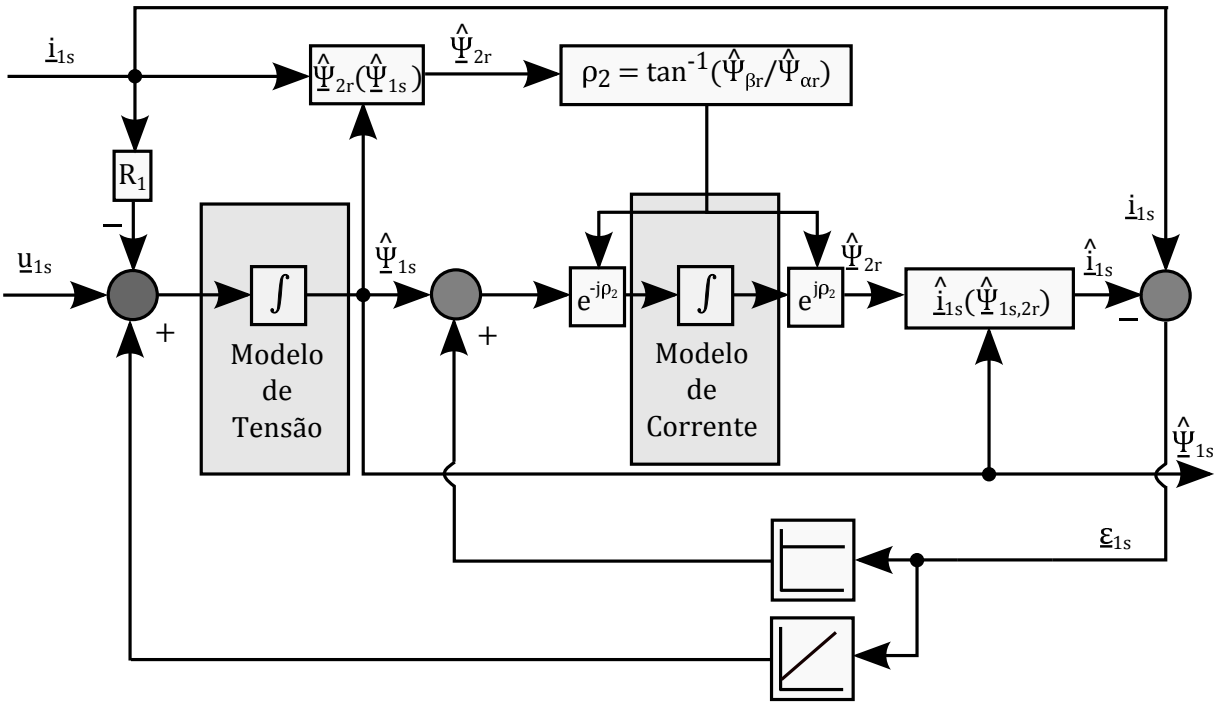

Figura 16: Observador de fluxo com controlador PI baseado no modelo de tensão e corrente

Uma das saídas do OFMTC é o vetor de corrente do estator estimado $\hat{\underline{i}}_{1s}$, que imediatamente é comparado com a corrente do estator medida $\underline{i}_{1s}$, o erro calculado $\underline{\mathcal{E}}_{1s}$ é usado como entrada dos controladores PI e P. O uso desses controladores proporciona um comportamento linear, diferente do comportamento chaveado do CMD (PUMA, 2013).

O modelo do observador de fluxo pode ser expresso no espaço de estado, com base nas equações fundamentais (20 - 23) no referencial genérico. As variáveis de estado que compõem o modelo são o fluxo do estator $\underline{\Psi}_1$ e a corrente do estator $\underline{i}_1$, como segue:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \underline{\Psi}_1 \\ \underline{i}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \underline{\Psi}_1 \\ \underline{i}_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}\underline{u}_1 = Ax + B\underline{u}_1 \tag{80}$$

$$\underline{i}_1 = Cx \tag{81}$$

Sendo

$$a_{11} = -j\omega_\lambda \tag{82a}$$

$$a_{12} = -R_1 \tag{82b}$$

$$a_{21} = \left(\frac{1}{T_2} - jn_{pp}\omega_{mec}\right) \tag{82c}$$

$$a_{22} = j\Big(n_{pp}\omega_{mec} - \omega_\lambda\Big) - \frac{1}{\sigma T_1} - \frac{1}{\sigma T_2} \tag{82d}$$

$$b_1 = 1 \tag{82e}$$

$$b_2 = \frac{1}{\sigma L_1} \tag{82f}$$

$$C = [0\ 1] \tag{82g}$$

O observador é dado por (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2004):

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = A\hat{x} + B\underline{u}_1 + \underline{K}\Big(\underline{i}_1 - \hat{\underline{i}}_1\Big) \tag{83}$$

sendo $\underline{K} = [k_1\ k_2]^T$ os ganhos dos controladores do OFMTC.

Outras equações dinâmicas podem ser usadas em (80) e (81), contudo, pelo menos um elemento da matriz A contém a velocidade do rotor ω_{mec}, logo, o observador é adaptável à ω_{mec}. Normalmente, o fluxo é estimado em primeiro lugar, enquanto que a velocidade do rotor é o último passo, consequentemente a velocidade estimada é afetada por ruídos e atrasos. Essa estimativa é realimentada de volta para o observador durante os próximos ciclos de amostragem. Desta forma, a precisão da estimativa pode se deteriorar com o tempo.

O OFMTC ilustrado na Figura 16 utiliza duas referências distintas, permitindo a adaptação sem o uso da velocidade mecânica, tanto estimada quanto medida. Com isso espera-se um aumento da precisão no resultado do fluxo estimador.

A expressão da corrente do estator da máquina de indução, no referencial genérico pode ser descrita como:

$$\underline{i}_1 = \frac{L_2\underline{\Psi}_1 + L_h\underline{\Psi}_2}{L_1L_2\sigma} \tag{84}$$

Substituindo (84) na segunda expressão (83), o observador é obtido como:

$$\frac{d}{dt}\hat{\underline{\Psi}}_1 = -R_1\underline{i}_1 - j\omega_\lambda\hat{\underline{\Psi}}_1 + \underline{u}_1 + k_1\Big((\underline{i}_1 - \hat{\underline{i}}_1\Big) \tag{85}$$

$$\frac{d}{dt}\hat{\underline{\Psi}}_2 = \frac{L_h}{L_1T_2\sigma}\hat{\underline{\Psi}}_1 - \left(\frac{1}{T_2\sigma} + j\Big(\omega_\lambda - n_{pp}\omega_{mec}\Big)\right)\hat{\underline{\Psi}}_2 + k_2\Big(\underline{i}_1 - \hat{\underline{i}}_1\Big) \tag{86}$$

onde

$$\hat{\underline{i}}_1 = \frac{L_2\hat{\underline{\Psi}}_1 + L_h\hat{\underline{\Psi}}_2}{L_1L_2\sigma} \tag{87}$$

A fim de eliminar a adaptação dependente da velocidade angular do rotor, a expressão (85) do fluxo do estator é implementada na referência estacionária ($\omega_\lambda = 0$) e, a expressão do fluxo do rotor (86) é implementada na referência do fluxo do rotor ($\omega_\lambda = \omega_{m2}$), resultando em:

$$\frac{d}{dt}\hat{\underline{\Psi}}_{1s} = -R_1\underline{i}_{1s} + \underline{u}_{1s} + k_1\Big((\underline{i}_{1s} - \hat{\underline{i}}_{1s}\Big) \tag{88}$$

$$\frac{d}{dt}\hat{\Psi}_{dr} = \frac{L_h}{L_1T_2\sigma}\hat{\Psi}_{ds} - \frac{1}{T_2\sigma}\hat{\Psi}_{dr} + \mathcal{R}\Big(k_2\Big(\underline{i}_1 - \hat{\underline{i}}_1\Big)e^{-j\rho_2}\Big) \tag{89}$$

$$\hat{\Psi}_{qr} = 0 \tag{90}$$

sendo:

$$k_1 = \left(k_{pk_1} + \frac{k_{ik_1}}{s}\right) \tag{91}$$

$$k_2 = k_{pk_2} \tag{92}$$

Os ganhos dos controladores são determinados por meio de simulações, de forma que o estimador seja rápido e estável.

O fluxo do rotor no sistema de referencial estacionário, estimado a partir do fluxo do estator, pode ser obtido como:

$$\hat{\underline{\Psi}}_{2r} = \frac{\hat{\underline{\Psi}}_{1s} - L_1L_2\sigma\underline{i}_{1s}}{L_h} \tag{93}$$

A posição do vetor de fluxo do rotor (ρ_2) é obtida como segue:

$$\rho_2 = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\Psi}_{\beta r}}{\hat{\Psi}_{\alpha r}}\right) \tag{94}$$

O observador SMO, segundo Lascu e Trzynadlowski (2004) pode ser provado estável se seus ganhos forem grandes o suficiente para minimizar os erros de medição, parâmetros e outras incertezas de modelagem. Os valores altos dos ganhos do SMO fazem a estimativa ser robusta em relação às variações paramétricas, mas devido ao comportamento chaveado do CMD o nível de ruído na estimação do fluxo do estator e do torque eletromagnético é aumentado significadamente. Com o uso do controladores PI e P proposto é possível aumentar os ganhos para garantir maior robustez ao observador OFMTC em relação às variações paramétricas, sem comprometer muito a estimativa do fluxo e torque. Dessa forma, o OFMTC contribui com o bom desempenho da estratégia de controle DTC-SVM.

As principais vantagens e desvantagens do observador SMO são preservadas pelo OFMTC e podem ser descritas como (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2009):

As principais vantagens:

- Robusto à *offset* e *drift*.
- Bom desempenho da estimação na região de baixa velocidade, inclusive em velocidade zero e torque de carga nominal.
- Não apresenta sensibilidade aos parâmetros do rotor.

Porém, as principais desvantagens são:

- Implementação relativamente complexa.
- Apresenta sensibilidade à resistência do estator na região de baixa frequência.

O OFMTC por não necessitar da informação da velocidade em seu modelo é considerado "inerente *sensorless*". Portanto, segundo Lascu e Trzynadlowski (2004) a velocidade do rotor pode ser calculada em malha aberta pela diferença entre a velocidade do fluxo do estator e a velocidade de escorregamento, como descrito a seguir:

$$\hat{\omega}_{mec} = \frac{\omega_1}{n_{pp}} - \frac{2R_2}{3n_{pp}} \frac{T_{el}}{|\Psi_2|^2} \tag{95}$$

Sendo que ω_1 é obtido pela equação (57) apresentada no capítulo 2. A estimação da velocidade do rotor por meio da expressão (95) apresenta algumas desvantagens, tais como: dependência da resistência do rotor e a estimativa da velocidade é extramente ruidosa, sendo necessário o uso de um filtro LPF na saída. Diante disso, nesse trabalho optou-se por uma proposta mais precisa, utilizando o estimador do tipo MRAS. Na seção 3.4 são abordados os procedimentos para o projeto e implementação da técnica de estimação proposta.

3.4 Estimadores da Velocidade do Rotor

Nessa seção é apresentada uma breve revisão dos principais estimadores de velocidade da atualidade que são aplicados nos acionamentos dos MITs. Ao final é demonstrado o estimador de velocidade utilizado nas simulações de controle *sensorless* deste trabalho.

As estratégias de controle *sensorless* são importantes devido à dificuldade do uso de *encoders* em algumas aplicações, somado ao custo elevado do equipamento, que muitas vezes pode ser maior do que o próprio custo do motor. Segundo Martins (2006) algumas das vantagens da eliminação de sensores mecânicos são: o conjunto de acionamento é reduzido e consequentemente a demanda por manutenção; aumento da confiabilidade, pois alguns acionamentos estão sujeitos a ambientes hostis, principalmente nas industrias.

Por consequência das vantagens citadas, nas últimas décadas muitos pesquisadores têm dedicado seus esforços para o aperfeiçoamento do controle de velocidade *sensorless*. A principais técnicas são listadas como:

- ❑ Observadores de Estados.
- ❑ Filtro de Kalman.
- ❑ MRAS.

Observadores de Estados Propostas mais precisas fazem uso de técnicas conhecidas como observadores de estado, essas ferramentas são usadas para estimação do fluxo, velocidade e de alguns parâmetros da máquina. Os observadores são fundamentados na representação do modelo matemático do sistema no espaço de estados (STOICUTA; PANA, 2012). Em sistemas cujo os níveis de ruídos são elevados, o observador pode não atender à precisão requerida para o acionamento *sensorless*.

Filtro de Kalman O Filtro de *Kalman* é uma solução bem conhecida. Além de apresentar robustez a ruídos, possibilita a estimação de parâmetros da máquina, como elementos da sua matriz de estados (ALONGE; D'IPPOLITO; SFERLAZZA, 2013). As principal desvantagens do Observador e Filtro de *Kalman* em relação ao MRAS é a necessidade de um maior número de iterações matemáticas, portanto, aumentando a complexidade do algoritmo estimador, que muitas vezes pode inviabilizar seu emprego na industria.

Modelos de Referência Adaptativos A técnica de modelo de referência adaptativo é usada tanto para controle (denominado de *Model Reference Adaptive Control* (MRAC)) quanto na estimação de estados (denominado como MRAS) do MIT, sendo que, sua implementação é relativamente simples e requer menos esforço computacional em comparação a outros métodos (GAYATHRI; HIMAVATHI; SANKARAN, 2012).

O funcionamento do MRAS é bem simples, sendo composto por dois modelos distintos, como ilustrado na Figura 17. O primeiro modelo é conhecido como "modelo de referência", nele é contido uma expressão do modelo do MIT, sendo que as tensões e correntes podem ser entradas do modelo e a saída é um estado (X) qualquer do MIT. O modelo de referência caracteriza-se por não possuir nenhum parâmetro ajustável e basicamente opera como uma referência para o "modelo adaptativo". O modelo adaptativo, assim como o modelo de referência, contém uma expressão do modelo do MIT, entretanto, essa expressão contém um parâmetro ajustável, ou seja, que se adapta durante a execução do estimador. A saída do modelo adaptativo é o mesmo estado estimado ($\hat{X}$) pelo modelo de referência, sendo que as duas saídas são comparadas gerando um sinal de erro ($\mathcal{E}$), que é a entrada do mecanismo de adaptação. Quando $\mathcal{E} \neq 0$, ou seja, existe uma diferença entre o valor estimado pelo modelo de referência e o modelo adaptativo, o mecanismo de adaptação produz um sinal que conduz o erro entre os dois modelos para zero. Portanto, quando $\mathcal{E} = 0$ conclui-se que o valor produzido pelo mecanismo de adaptação é o correto. Dessa forma, o parâmetro ajustável pode ser um estado do MIT, como a velocidade angular

do rotor ou velocidade síncrona dos fluxos ou até mesmo parâmetros do MIT, como as resistências, sendo possível estimar todos com sucesso (VAS, 1998).

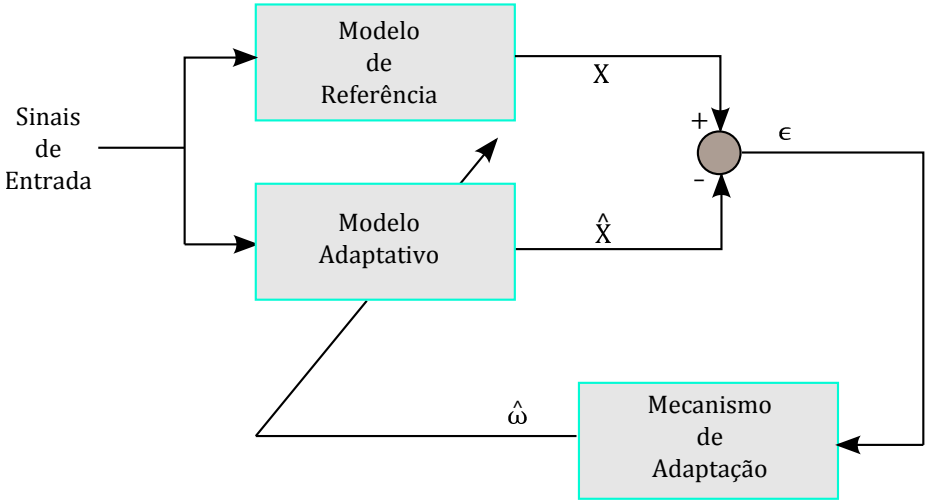

Figura 17: Configuração básica do observador MRAS

Durante as duas últimas décadas, os modelos de referência adaptativos vêm sendo usados para a estimação de estados, principalmente a velocidade do rotor da máquina de indução (TARCHALA; DYBKOWSKI; ORLOWSKA-KOWALSKA, 2011b). Um dos MRAS mais utilizados para a estimação da velocidade é baseado no fluxo do rotor (MRAS-RF). Esse estimador foi inicialmente proposto por Schauder (1992) e tem como característica o bom desempenho na estimação em média e alta velocidade, entretanto, é sensível a variação das resistência da máquina, sendo mais afetado em baixas velocidades quando um pequeno erro no valor das resistências pode levar o sistema à instabilidade (GADOUE; GIAOURIS; FINCH, 2009). Contudo, o bom desempenho do estimador em ampla faixa de operação impulsionou pesquisas voltadas ao monitoramento das resistências.

Nos trabalhos de Vasic, Vukosavic e Levi (2003), Cherian e Mathew (2012) são usados um estimador de velocidade e resistência do estator em paralelo, o esquema utiliza a estrutura de apenas um estimador MRAS-RF. A estimação da resistência do estator, é realizada por uma lei de estimação, baseada no critério de hiper-estabilidade de *Popov*. Os autores concluíram, que o método é capaz de estimar a velocidade do rotor em velocidade nula por apenas um pequeno espaço de tempo. Porém, esse estimador apresenta sensibilidade perante a constante de tempo elétrica rotórica, que muda continuamente com o aumento de temperatura do rotor. Esse inconveniente é contornado em Zerikat, Chekroun e Mechernene (2011), em que a constante elétrica de tempo rotórica é estimada em paralelo com a resistência do estator e velocidade do rotor, sendo que o estimador é validado por meio de simulações. As maiores desvantagens desse método dizem respeito ao aumento da complexidade do estimador, dificuldade para determinar os ganhos dos três mecanismos de adaptação e a estimação na região de baixa frequência devido ao uso

do modelo de tensão.

Vários esquemas vêm sendo desenvolvidos para solucionar as dificuldades apresentadas pelo MRAS-RF. Em Haron e Idris (2006) é analisado o MRAS baseado na força contra eletromotriz (BKMF-MRAS). Esse estimador utiliza como modelo de referência a FCEM, assim, evita-se o uso da integração pura e, portanto, elimina-se os problemas de *drift* e *offset* encontrados no estimador MRAS-RF. Entretanto, o BKMF-MRAS apresenta dificuldades de implementação por necessitar do cálculo da derivada da corrente de magnetização, sensibilidade nos ajuste de ganhos do mecanismo de adaptação e também como o MRAS-RF, apresenta dependência da resistência do estator e rotor.

Na busca por um MRAS robustos em relação aos parâmetros da máquina, Peng, Fukao e Jih-Sheng (1994) apresentaram uma nova abordagem baseada na potência reativa (MRAS-RP). O novo MRAS proporcionava um desacoplamento da resistência do estator das equações do modelo de referência. No entanto, as principais desvantagens apresentadas por esse método são: necessidade do cálculo da derivada da corrente de magnetização, sensibilidade em relação aos parâmetros do rotor e problemas de instabilidade, inconveniente esse que é contornado com o uso do critério de hiper-estabilidade de *Popov* (MAITI; CHAKRABORTY, 2009).

Para melhorar o desempenho do estimador baseado na potência reativa, Maiti, Chakraborty e Sengupta (2007) apresentaram uma abordagem sem integrações e dependências das resistências da máquina. O modelo foi utilizado para a estimação da constante de tempo elétrica do rotor e da velocidade. No entanto os autores afirmam que este método não tem bom desempenho quando a máquina está em regime de regeneração, sendo que esse problema é solucionado com o auxílio das RNAs (MAITI et al., 2012).

Atualmente, assim como no observador de fluxo abordado na seção anterior, alguns autores (STANDO; KAZMIERKOWSKI, 2013; ABU-RUB; GUZINSKI, 2011) abordam o uso da relação entre a corrente do estator medida e estimada com o propósito de diminuir a sensibilidade paramétrica e melhorar o desempenho em baixa velocidade. Em Tarchala, Dybkowski e Orlowska-Kowalska (2011a) é analisado alguns desses estimadores de velocidade, verificando principalmente o desempenho em baixa velocidade e a sensibilidade frente às alterações nos parâmetros da máquina. Segundos os autores, o estimador de velocidade proposto por Orlowska-Kowalska e Dybkowski (2010) denominado de MRAS-CC, obteve o melhor desempenho, sendo capaz de estimar a velocidade em baixa frequência, mesmo com variações de parâmetros. Os resultados simulados foram validados por testes experimentais.

Devido aos bons resultados apresentados na literatura e, por atender aos requisitos de estimação de velocidade para região de baixa frequência requeridos nesse trabalho, o MRAS-CC é utilizado como estimador de velocidade para o controle DTC-SVM.

Estimador de Velocidade MRAS-CC O estimador MRAS-CC é baseado na comparação entre a corrente do estator medida e a corrente estimada obtida pelo modelo da máquina de indução. O modelo de referência desse estimador é a corrente do estator medida nos terminais da máquina. Isso tem como vantagens evitar o uso da integração pura e diminuir a sensibilidade do estimador aos parâmetros da máquina. Contudo, o MRAS-CC possuiu dois modelos adaptativos em paralelo, sendo que o primeiro pode ser obtido pela combinação das expressões de tensão do estator e fluxo do rotor na referência estacionária, como descrito a seguir (ORLOWSKA-KOWALSKA; DYBKOWSKI, 2010):

$$\frac{d}{dt}\Psi_{\alpha r} = \frac{L_2}{L_h}\Big\{u_{\alpha s} - R_1 i_{\alpha s} - \sigma L_1 \frac{d}{dt} i_{\alpha s}\Big\} \tag{96}$$

$$\frac{d}{dt}\Psi_{\beta r} = \frac{L_2}{L_h}\Big\{u_{\beta s} - R_1 i_{\beta s} - \sigma L_1 \frac{d}{dt} i_{\beta s}\Big\} \tag{97}$$

As equações (96) e (97) podem ser reescrita isolando a derivada da corrente do estator, como segue:

$$\sigma L_1 \frac{d}{dt} i_{\alpha s} = u_{\alpha s} - R_1 i_{\alpha s} - \frac{L_h}{L_2}\frac{d}{dt}\Psi_{\alpha r} \tag{98}$$

$$\sigma L_1 \frac{d}{dt} i_{\beta s} = u_{\beta s} - R_1 i_{\beta s} - \frac{L_h}{L_2}\frac{d}{dt}\Psi_{\beta r} \tag{99}$$

Substituindo as equações do fluxo do rotor estimadas pelo modelo de corrente (expressões (73) e (74)) nas equações (98) e (99), resulta-se em:

$$\sigma L_1 \frac{d}{dt} i_{\alpha s} = u_{\alpha s} - R_1 i_{\alpha s} + \frac{L_h}{L_2 T_2}\hat{\Psi}_{\alpha r} + \frac{L_h}{L_2} n_{pp}\hat{\omega}_{mec}\hat{\Psi}_{\beta r} - \frac{L_h^2}{L_2 T_2} i_{\alpha s} \tag{100}$$

$$\sigma L_1 \frac{d}{dt} i_{\beta s} = u_{\beta s} - R_1 i_{\beta s} + \frac{L_h}{L_2 T_2}\hat{\Psi}_{\beta r} - \frac{L_h}{L_2} n_{pp}\hat{\omega}_{mec}\hat{\Psi}_{\alpha r} - \frac{L_h^2}{L_2 T_2} i_{\beta s} \tag{101}$$

Portanto, as equações (100) e (101) compõem um dos modelos adaptativos. Nota-se que, diferente dos MRAS clássicos apresentados na literatura (VAS, 1999), o MRAS-CC possui dois modelos adaptativos. O segundo modelo adaptativo do MRAS-CC é composto pelas equações (73) e (74) já analisadas nesse capítulo.

Na Figura 18 é ilustrado o diagrama completo do estimador MRAS-CC, destacando o modelo de referência e os modelos adaptativos.

No estimador de velocidade MRAS clássico, um controlador PI é usado como mecanismo de adaptação, que calcula a velocidade do rotor com base na diferença entre os vetores do fluxo do rotor estimados pelo modelo de tensão e corrente (VAS, 1998).

No MRAS-CC, a lei de estimação usada como entrada do mecanismo de adaptação é diferente da solução clássica, sendo baseada no erro entre o valor medido e estimado da corrente do estator e sua relação com o fluxo do rotor estimado pelo modelo de corrente. A lei de estimação e o mecanismo de adaptação do MRAS-CC são desenvolvidos de acordo com o observador de fluxo e velocidade proposto em Kubota, Matsuse e Nakano (1990),

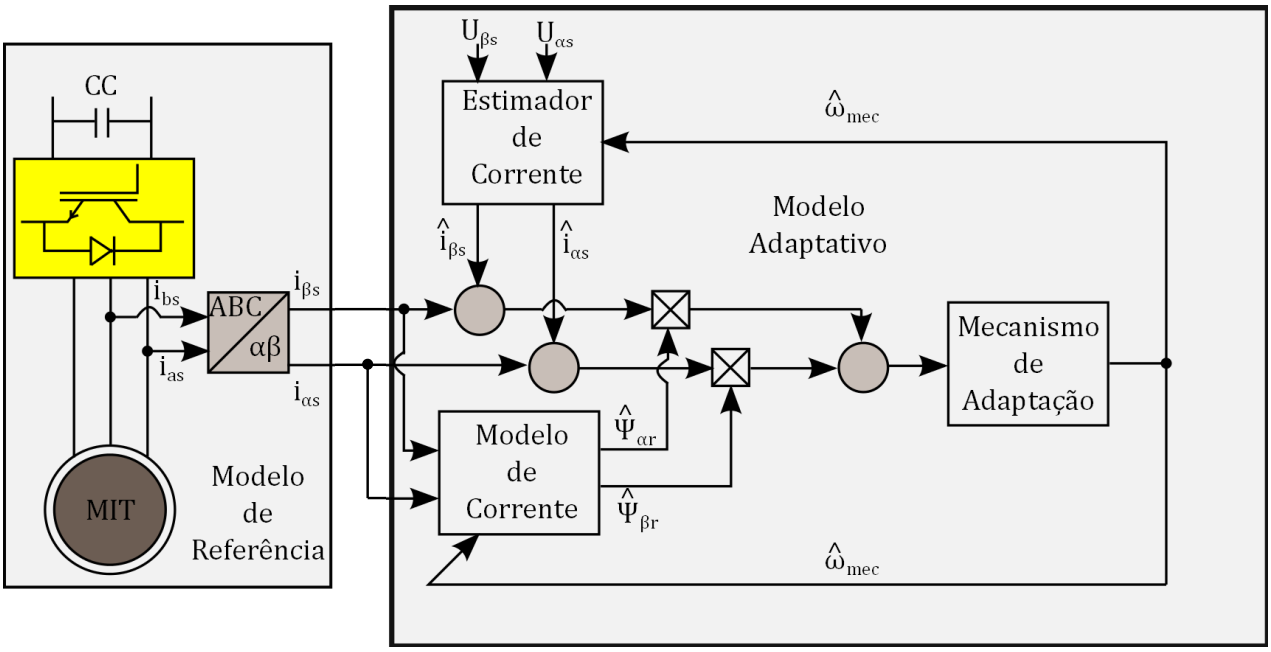

Figura 18: Velocidade do rotor estimada com o MRAS-CC

Kubota, Matsuse e Nakano (1993), baseado na minimização da função de *Lyapunov*. O mecanismo de adaptação é composto por um controlador PI e tem como entrada a lei de estimação, como descrito a seguir:

$$e_{\Psi} = \left(e_{i_{\alpha s}}\hat{\Psi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}}\hat{\Psi}_{\alpha r}\right) \tag{102}$$

$$\hat{\omega}_{mec} = \left(K_{p\omega_{mec}} + \frac{K_{i\omega_{mec}}}{s}\right)e_{\Psi} \tag{103}$$

onde

$$e_{i_{\alpha s}} = i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \tag{104}$$

$$e_{i_{\beta s}} = i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s} \tag{105}$$

O valor obtido da velocidade do rotor é utilizado no modelo de corrente que estima o fluxo do rotor e no modelo de estimação da corrente do estator, como mostrado na Figura 18.

A análise de estabilidade do estimador de velocidade MRAS-CC é realizada a partir do ponto de vista das alterações de parâmetros do MIT e dos ganhos do controlador PI usado no mecanismo de adaptação. Os resultados podem ser vistos e analisados com maiores detalhes em Orlowska-Kowalska e Dybkowski (2010), no qual o estimador é usado em conjunto com a estratégia de controle FOC direto.

As constantes mudanças e incertezas dos parâmetros do MIT são pontos importantes para as estratégias de controle *sensorless*. Os MRAS normalmente utilizam como mecanismo de adaptação um controlador PI, por ter uma implementação simples e atender

bem as necessidades do MRAS enquanto as características nominais são mantidas. No entanto, esse tipo de controlador não responde bem às alterações nos parâmetros do MIT e muitas vezes o processo de sintonização é difícil. Contudo, segundo Vas (1999) uma maior robustez frente às alterações de parâmetros e à estimação em velocidade zero com MRAS pode ser conseguida utilizando-se sistemas inteligentes.

Atualmente, em alguns trabalhos é proposto o uso de mecanismos de adaptação que sejam capazes de lidar com as incertezas paramétricas do MIT. Como em Gadoue, Giaouris e Finch (2010) onde é estudado o comportamento do MRAS-RF clássico com mecanismo de adaptação não linear, no caso, baseados em lógica *fuzzy* e modos deslizantes. O acionamento *sensorless* foi testado experimentalmente aplicado ao controle vetorial FOC. Os resultados mostraram um melhor desempenho nos transitórios e quando aplicado torque de carga no eixo da máquina, sendo que o controlador *fuzzy* apresentou melhores resultados com relação ao CMD.

3.5 Estimador de Velocidade MRAS-CC com Controlador *Fuzzy*

Controlador *fuzzy* como mecanismo de adaptação O modelo de estrutura de um controlador *fuzzy* dependerá principalmente do processo a ser controlado e da precisão requerida do mesmo, uma vez que a área de aplicação para controladores não-lineares como o *fuzzy* é muito grande. Existem muitas estruturas possíveis de controladores, com diferentes números de entradas e saídas. Assim, as escolhas a serem feitas são de responsabilidade do projetista, aquele que é especialista no processo a ser controlado. Contudo, mesmo com as diversas formas possíveis para a composição do controlador *fuzzy*, a forma básica de estruturas possíveis é ilustrado na Figura 19 (KOVACIC; BOGDAN, 2010). As entradas e saídas do controlador *fuzzy* são determinadas de acordo com o problema em questão.

O bloco *fuzzificação* consiste na conversão de um valor numérico no seu correspondente termo linguístico com a associação de um grau de pertinência adequado.

O bloco de regras *fuzzy* é conhecido como parte central do controlador, é nele que se encontra o conhecimento do controlador *fuzzy*. Esse parte do controlador contém um conjunto de regras-preposições *fuzzy*, sendo que as variáveis antecedentes e consequentes são variáveis linguísticas e os possíveis valores de uma variável linguística são representados por conjuntos *fuzzy* (PUMA, 2013).

No bloco de inferência é determinado a influência das regras dos termos linguísticos da entrada nos termos linguístico da saída do controlador. Nesse trabalho é utilizado o operador conhecido como *min* ou Mamdani para determinar o grau de disparo de cada regra.

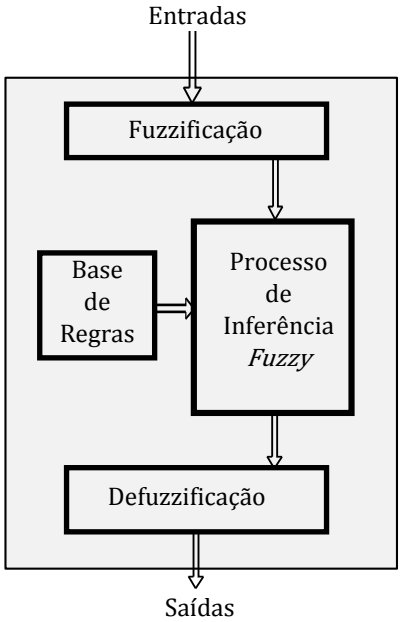

Figura 19: Estrutura de um controlador *fuzzy*

O processo de *defuzzificação* consiste em transformar o valor *fuzzy* em uma saída com valor numérico. Nessa etapa as regiões resultantes ou regras ativas são convertidas em valores numéricos. Há vários métodos para *deffuzificação*, entretanto, é utilizado o método de centro de área devido aos resultados apresentados na literatura (KOVACIC; BOGDAN, 2010).

Os controladores baseados em lógica *fuzzy* apresentam bons resultados em problemas cuja a planta é não linear. Portanto, com intuito de melhorar o desempenho do MRAS-CC, principalmente com relação às variações paramétricas do MIT, é proposto o uso do controlador *fuzzy* como mecanismo de adaptação. O controlador utilizado é do tipo PD incremental, tendo a sua estrutura ilustrada na Figura 20.

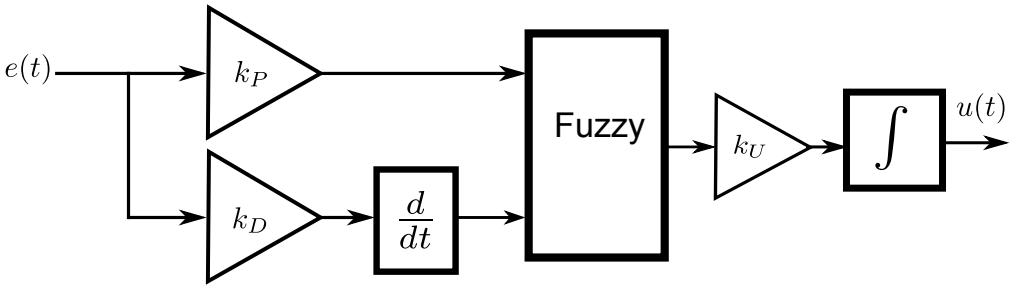

Figura 20: Sistema *Fuzzy* com entrada PD e saída incremental

Em que k_P, k_D e k_U são os ganhos proporcional, derivativo e de saída respectivamente.

Para os valores nominais dos parâmetros do MIT este controlador funciona como o controlador PI clássico. No entanto, a superfície não linear deste melhora o desempenho

do estimador quando há mudanças nos valores nominais dos parâmetros do MIT.

Funções de Pertinência O MRAS-CC com controlador *Fuzzy* (MRAS-CCF) conta com duas entradas e uma saída, sendo elas o "erro de fluxo", "variação do erro de fluxo", e "variação da velocidade estimada", respectivamente.

O universo de discurso da variável linguística "erro de fluxo" é ajustado para o valor máximo produzido pela equação (102) verificado por meio de simulações. Na sequência, a variável é normalizada para o conjunto de intervalo entre [1,-1], com o objetivo de facilitar o processo de sintonização do controlador.

De forma similar é feito com o sinal de entrada do termo linguístico "variação do erro de fluxo". Assim como para a variável linguística "erro de fluxo" são necessárias simulações para verificar a máxima variação do erro e, novamente é feita a normalização do termo para o conjunto de intervalo [1,-1].

A saída do controlador *fuzzy* é denominada "variação da velocidade estimada" e após a *deffuzificação* possuiu valor real no intervalo entre [1,-1], sendo que esse valor é um "Δ", no qual é responsável por incrementar a saída do sistema *fuzzy*.

Outro objetivo de se normalizar as entradas do sistema *fuzzy* para um intervalo entre [1,-1], está na possibilidade de adotar apenas um conjunto de funções de pertinência para as variáveis de entrada, isso faz com que o custo com memória computacional seja reduzido, podendo diminuir o custo total do projeto, no caso de implementação experimental.

Os tipos e formatos das funções de pertinência, foram definidos por meio de sucessivas simulações utilizando o método heurístico. O conjunto resultante contém três funções de pertinência para cada entrada do controlador, sendo uma do tipo triangular e duas trapezoidais. As funções possibilitam o mapeamento das variáveis linguísticas "erro de fluxo" e "variação do erro de fluxo" do sistema *fuzzy*, a Figura 21 ilustra o conjunto. Por outro lado, o conjunto de funções de pertinência da variável linguística "velocidade estimada" é definido com cinco funções, onde são três triangulares e duas trapezoidais, como ilustrado na Figura 22.

Base de regras A base de conhecimento do controlador *fuzzy* é definido por nove regras do tipo de proposição *Se - então*, sendo organizadas como ilustra a Tabela 2 a seguir:

Tabela 2: Tabela de regras *Fuzzy*

e_{Fluxo}	Δe_{Fluxo}		
	N	Z	P
N	N	NM	Z
Z	NM	Z	PM
P	Z	PM	P

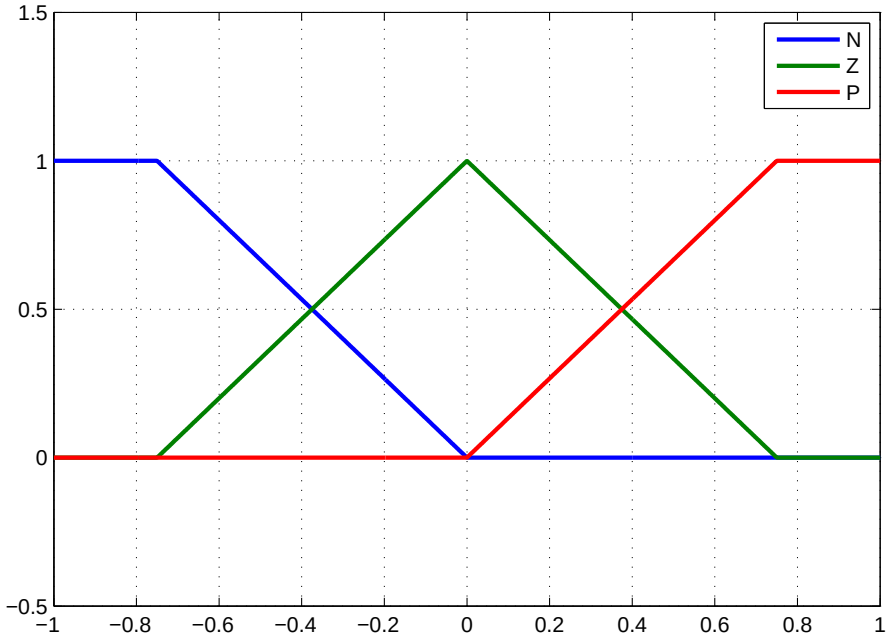

Figura 21: Conjunto de funções de pertinência das variáveis linguísticas "erro de fluxo" e "variação do erro de fluxo"

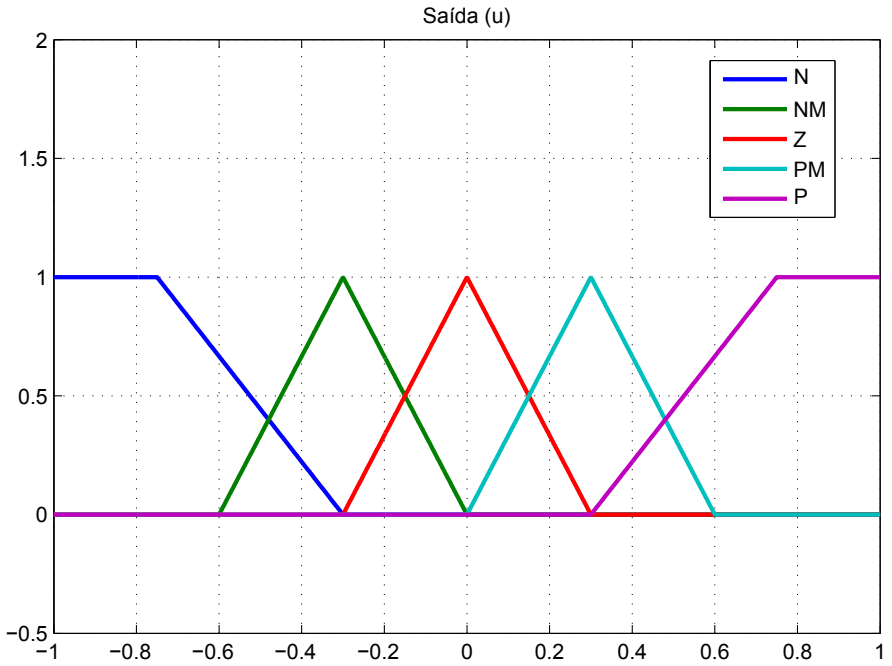

Figura 22: Conjunto de funções de pertinência da variável linguística "variação da velocidade estimada"

Em que os termos linguísticos das funções de pertinência são descritos como se segue: Negativo (N), Negativo Médio(NM), Zero(Z), Positivo Médio(PM) e Positivo (P). A composição das regras é realizada como descrito no exemplo a seguir:

R: se erro de velocidade é P e variação do erro é Z, então saída é PM
R: se erro de velocidade é N e variação do erro é P, então saída é Z
R: se erro de velocidade é Z e variação do erro é N, então saída é NM

A superfície resultante da base de regras do mecanismo de adaptação *fuzzy* é ilustrada na Figura 23 a seguir.

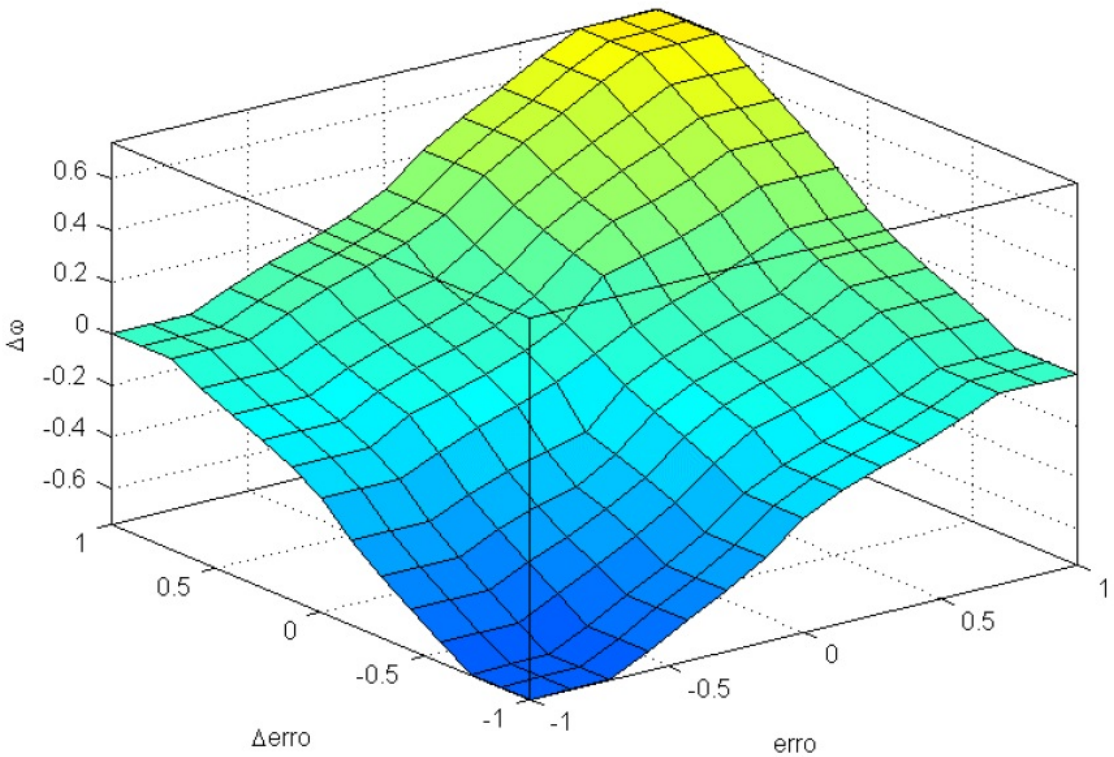

Figura 23: Superfície *fuzzy* do mecanismo de adaptação do estimador MRAS-CCF

Com a superficie *fuzzy* ilustrada na Figura 23 é possível elevar a robustez do estimador frente às variações de parâmetros. Quando utilizado o controlador PI convencional como mecanismo de adaptação não é possível encontrar um ajuste de ganhos que apresente a melhor resposta para cada condição de operação, como por exemplo as variações de parâmetros da máquina. No entanto, com a superfície de resposta do controlador *fuzzy* é possível se adequar melhor a cada condição de operação da máquina, melhorando o desempenho do estimador e justificando o seu uso.

No capítulo 5 são analisados os resultados do estimador MRAS-CCF em diversas condições de operação.

As principais características do MRAS-CCF *Fuzzy* podem ser descritas como (DYBKOWSKI; ORLOWSKA-KOWALSKA, 2008):

As principais vantagens são:

- O modelo de referência não necessita de integrador.
- Baixa sensibilidade paramétrica.
- Bom desempenho na região de baixa velocidade.

No entanto, as principais desvantagens são:

- Complexidade e custo computacional maior em relação ao controlador PI.

3.6 Conclusão

Nesse capítulo foram inicialmente abordados os principais problemas para a estimação do fluxo do estator e determinação da posição do vetor de fluxo. Diversas soluções são apresentadas na literatura e algumas dessas foram discutidas com maiores detalhes.

O observador OFMTC proposto nesse capítulo utiliza o modelo de tensão e corrente simultaneamente, devido às características de estimação apresentado por ambos. O uso do controlador PI tem como finalidade diminuir o efeito de *chattering* do observador original proposto em Lascu, Boldea e Blaabjerg (2004), e assim melhorar a estimação do fluxo e torque.

Por último é feito uma revisão sobre os estimadores de velocidades mais atuais, principalmente os baseados em MRAS. O estimador MRAS-CC escolhido para o controle *sensorless* estudado possuiu como principal vantagem o fato de não necessitar de integrações no modelo de referência, evitando efeitos indesejáveis como o *offset*.

A robustez do estimador frente às variações paramétricas é melhorada utilizando um mecanismo de adaptação não linear, no caso o controlador *fuzzy*. No capítulo 5 são apresentados e analisados os resultados da estratégia DTC-SVM com observador de fluxo OFMTC e estimador de velocidade MRAS-CCF.

Capítulo 4

Procedimentos de Simulação

Nesse capítulo são apresentados os procedimentos para a implementação da simulação do sistema de controle *sensorless* e os seus parâmetros técnicos.

As simulações realizadas neste trabalho utilizam o *software* produzido pela MathWorks, conhecido como *Matlab*. Existem diversos trabalhos na literatura que o utilizam para propor e validar seus trabalhos, devido principalmente as suas ferramentas conhecidas como *toolboxes*, que possibilitam otimizar a resolução de diversos problemas. Um de seus aplicativos mais interessantes é o *Simulink*. Nele é encontrado um ambiente gráfico interativo, onde pode-se realizar simulações de diversas áreas em conjunto. O *Simulink* conta com diversas *toolboxes* de inúmeras áreas. Contudo, em particular a *toolbox SimPowerSystems* provê um grande conteúdo de ferramentas para a modelagem e simulação de circuitos elétricos, desde os mais básicos até sistemas de potência de grande porte.

Com o auxilio da *toolbox SimPowerSystems* a estratégia de controle *sensorless* é dividido em dois subsistemas, descritos a seguir:

- Sistema de Controle

  Em aplicações reais as estratégias de controle, processamento de sinais e geradores de PWM são realizados na linguagem C por *Digital Signal Processor* (DSP). O *Simulink* possui uma ferramenta conhecida como *S-function*, na qual é possível implementar os códigos pretendidos em uma linguagem próxima do C, ao contrário da linguagem gráfica do *Simulink*. Assim sendo, neste trabalho os códigos da estratégia DTC-SVM e do estimador MRAS-CCF são implementados em *S-function*, com isso busca-se aproximar as simulações de aplicações experimentais.

- Sistema de Acionamento

  O sistema de potência é composto pelo conversor CC-CA, máquina de indução trifásica e sistema de instrumentação (sensores de correntes e *encoder* de posição do rotor). A *toolboxes SimPowerSystems* disponibiliza esses "equipamentos" com varias opções de customização. A Figura 24 ilustra o diagrama de acionamento. As chaves do conversor são do tipo *Insulated-Gate Bipolar Transistor* (IGBT). A

frequência de chaveamento foi definida para 5kHz, sendo que o sinal de comando para o DTC-SVM é gerado por meio de um modulador PWM-SVM. A discretização dos valores obtidos pelos sensores de corrente é realizada em uma taxa de 50kHz, sendo que para os sensores, não foram utilizados filtros devido às características do estimador MRAS apresentado no capítulo 3.

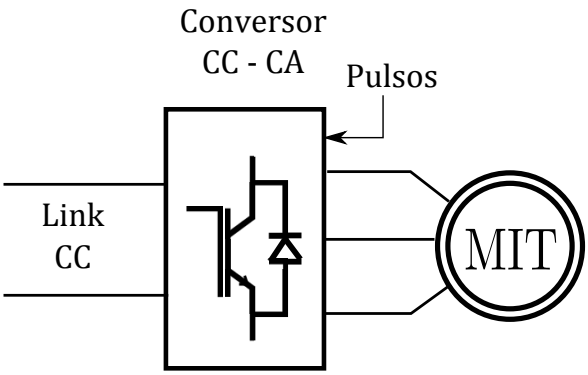

Figura 24: Sistema de acionamento do MIT

A máquina de indução utilizada é do tipo gaiola de esquilo com os parâmetros apresentados na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros do MIT usado nas simulações.

Parâmetros	Valor	Unidade
Potência	1.5	Cv
R_1	7.56	Ω
R_2	3.84	Ω
(L_1 e L_2)	350.85	mH
L_h	336.15	mH
n_{pp}	2	
J	0.017	Kg.m^2
K_D	0.0001	N.m.s
Tensão	220	V

Motor de Indução Trifásico Um dos objetivos desse trabalho é verificar o desempenho do estimador de velocidade e do observador de fluxo sob efeitos de variação nos parâmetros elétricos do MIT. No entanto, não é possível realizar variações dinâmicas dos parâmetros do MIT quando utilizado o MIT disponibilizado pela *toolboxes SimPowerSystems*. Diante disso, nessa seção são descritos os procedimentos tomados para a construção do modelo dinâmico do MIT que permite as modificações necessárias.

Inicialmente, para a construção do modelo é adotado $\omega_\lambda = 0$, com isso as equações fundamentais (20 - 23) são representadas no referencial estacionário, como descrito a seguir (VAS, 1998):

$$\underline{u}_{1s} = R_1 \underline{i}_{1s} + \frac{d}{dt}\underline{\Psi}_{1s} \tag{106}$$

$$\underline{u}_{2r} = R_2 \underline{i}_{2r} + \frac{d}{dt}\underline{\Psi}_{2r} - jn_{pp}\omega_{mec}\underline{\Psi}_{2r} \tag{107}$$

$$\underline{\Psi}_{1s} = L_1 \underline{i}_{1s} + L_2 \underline{i}_{2r} \tag{108}$$

$$\underline{\Psi}_{2r} = L_1 \underline{i}_{2r} + L_2 \underline{i}_{1s} \tag{109}$$

Em seguida, as equações (106) e (107) são manipuladas em função dos fluxos do estator e rotor, sendo representadas nas componentes $\alpha\beta$ como a seguir:

$$\frac{d}{dt}\Psi_{\alpha s} = -\frac{R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\alpha s} + \frac{R_1 L_h}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\alpha r} + u_{\alpha s} \tag{110}$$

$$\frac{d}{dt}\Psi_{\beta s} = -\frac{R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\beta s} + \frac{R_1 L_h}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\beta r} + u_{\beta s} \tag{111}$$

$$\frac{d}{dt}\Psi_{\alpha r} = \frac{R_2 L_h}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\alpha s} - \frac{R_2 L_1}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\alpha r} - jn_{pp}\omega_{mec}\Psi_{\beta r} + u_{\alpha r} \tag{112}$$

$$\frac{d}{dt}\Psi_{\beta r} = \frac{R_2 L_h}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\beta s} - \frac{R_2 L_1}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\beta r} + jn_{pp}\omega_{mec}\Psi_{\alpha r} + u_{\beta r} \tag{113}$$

O modelo dinâmico do MIT é ainda constituído das expressões de torque eletromagnético e da dinâmica mecânica, como:

$$T_{el} = \frac{3}{2}\frac{L_h}{L_1 L_1 - L_h^2} n_{pp}\Big(\Psi_{\alpha r}\Psi_{\beta s} - \Psi_{\beta r}\Psi_{\alpha s}\Big) \tag{114}$$

$$\frac{d}{dt}\omega_{mec} = \frac{1}{J}\Big(T_{el} - K_D\omega_{mec} - T_l\Big) \tag{115}$$

sendo que K_D e T_l são, respectivamente, o coeficiente de atrito e o torque de carga aplicado ao eixo do rotor da máquina.

Na Figura 25 é ilustrado o diagrama completo do modelo dinâmico do MIT implementado utilizando o *Simulink*. Observa-se que as realimentações são realizadas por meio dos blocos *Goto* e *From* com o intuito de simplificar as ligações. As equações diferenciais são implementadas com o auxílio do *Function Block Parameters*, sendo que as entradas passam pelo bloco *Mux* e as saídas pelo bloco *Demux*. As resistências do estator e rotor também são entradas das equações dinâmicas e podem ser implementadas utilizando bloco constante ou por função.

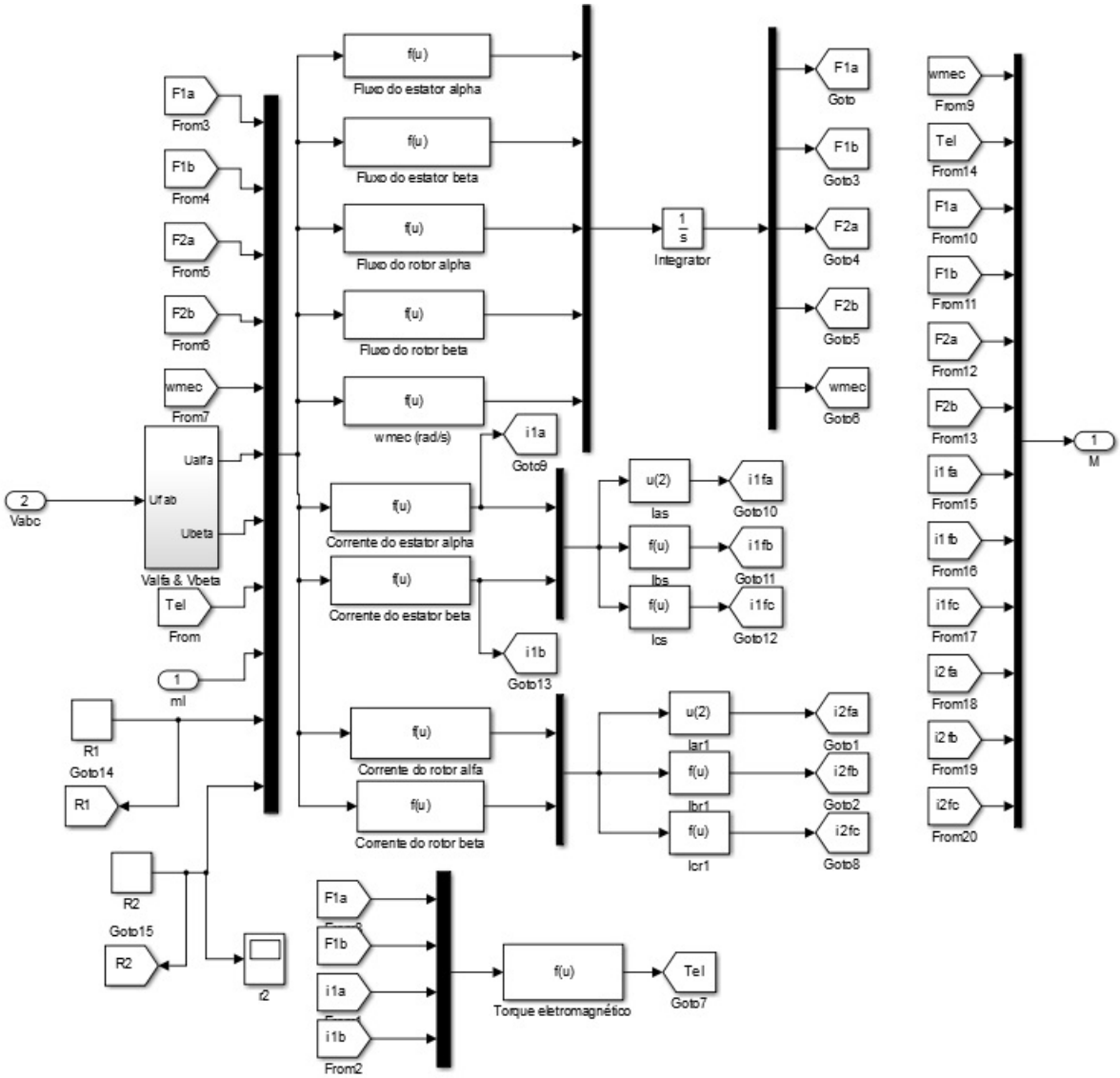

Figura 25: Modelo dinâmico do MIT implementado no *Simulink*

Os cálculos das correntes do estator e rotor são realizados como descrito a seguir:

$$i_{\alpha s} = \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\alpha s} - \frac{L_h}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\alpha r} \tag{116}$$

$$i_{\beta s} = \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\beta s} - \frac{L_h}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\beta r} \tag{117}$$

$$i_{\alpha r} = -\frac{L_h}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\alpha r} + \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\alpha s} \tag{118}$$

$$i_{\beta r} = -\frac{L_h}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\beta r} + \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_h^2}\Psi_{\beta s} \tag{119}$$

Como o modelo do MIT é implementado utilizando apenas blocos e funções do tipo *Simulink* e o inversor é disponibilizado pela *toolboxes SimPowerSystems*, é necessário o

uso do procedimento ilustrado na Figura 26, possibilitando que a corrente nos terminais da máquina interaja com o inversor.

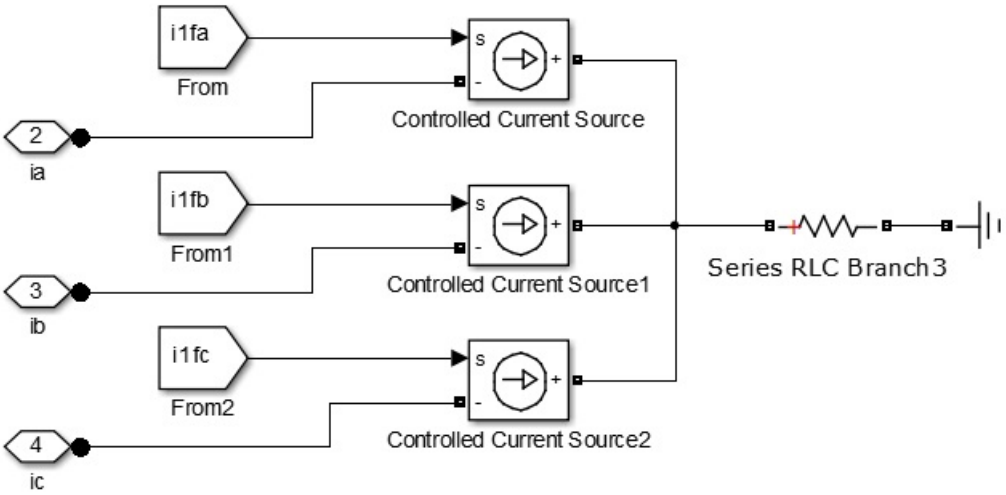

Figura 26: Método para interação entre *Simulink* e inversor *SimPowerSystems*

Sendo que *ia*, *ib* e *ic* são as correntes de fase geradas pelo inversor e *i1fa*, *i1fb* e *i1fc* as correntes de fase do estator calculadas pelo modelo do MIT.

As transformações *abc* para $\alpha\beta$ necessárias no modelo dinâmico do MIT são feitas com base nas equações (1) e (3) abordadas no capítulo 2.

S-function Como já citado, a ferramenta *S-function* permite implementar algoritmos em uma linguagem *script* diferente da linguagem gráfica do *Simulink*. A *S-function* também permite a implementação dos algoritmos no domínio do tempo discreto, dessa forma é possível aproximar os algoritmos simulados com os implementados na prática em DSPs. Portanto, para a realização do método de controle e estimação é necessário converter as equações contínuas no tempo para equações discretas no tempo.

No observador de fluxo e no estimador de velocidade, é necessário a realização de integrais puras. Assim sendo, a expressão do integrador puro representada como transformada de Laplace é dada por:

$$y = \frac{1}{s}x \tag{120}$$

sendo que y e x são, respectivamente, a saída e entrada do integrador. Desse modo, aplicando o método de discretização trapezoidal é possível representar a equação (120), como:

$$y_k = y_{k-1} + \frac{T_s}{2}\Big(x_k + x_{k-1}\Big) \tag{121}$$

Sendo que, os sub escritos k e $k-1$ denotam o sinal na amostragem atual e anterior, respectivamente. O termo T_s é o tempo de amostragem.

Na estratégia DTC-SVM e no observador OFMTC são utilizados controladores do tipo PI, que são representados de forma genérica no domínio da frequência, como:

$$y = \left(k_{Pg} + \frac{k_{Ig}}{s}\right)x \tag{122}$$

sendo que k_{Pg} e k_{Ig} são os ganhos proporcional e integrativo do controlador PI respectivamente.

Diferente do integrador puro, adota-se o método de discretização de Euler para os controladores PIs, resultando em:

$$y_k = y_{k-1} + q_0 x_k + q_1 x_{k-1} \tag{123}$$

sendo:

$$q_0 = k_{Pg} \tag{124}$$

$$q_1 = -k_{Pg}\left(1 - \frac{T_s}{T_I}\right) \tag{125}$$

Sendo que T_I é a constante de integração.

Capítulo 5

Resultados das Simulações

5.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentados os resultados das simulações com os procedimentos descritos no capítulo 4. Primeiramente, são abordados os resultados da simulação do controle velocidade aplicado ao DTC-SVM com sensor de velocidade, visando observar o desempenho da estratégia de controle e do observador de fluxo OFMTC.

Em seguida são apresentados os resultados das simulações do controle de velocidade *sensorless fuzzy* aplicado ao DTC-SVM. Portanto, a avaliação do desempenho do observador OFMTC e do estimador de velocidade MRAS-CCF são feitas apenas em malha fechada com o DTC-SVM.

Para cada modo de simulação, com ou sem sensor de velocidade, busca-se abranger casos encontrados em aplicações práticas, como as variações de parâmetros elétricos e ruídos em medições.

5.2 Controle de Velocidade Aplicado ao DTC-SVM com Sensor de Velocidade

Nessa seção é avaliado por meio de simulações, o desempenho do observador OFMTC no controle de velocidade aplicado ao DTC-SVM com sensor de velocidade. Devido as limitações de corrente da máquina, nas simulações o torque eletromagnético é limitado em no máximo 5 N.m. Os ganhos do observador OFMTC considerados nas simulações apresentadas nessa seção são $K_{pK_1} = 10$, $K_{iK_1} = 20$ e $K_{pK_2} = -10$.

Inicialmente, é testado o controle de velocidade utilizando o modelo de tensão com integração pura, para estimar o fluxo frente a variações da resistência do estator e a introdução de *offset* nas medições de corrente. Em seguida, o modelo de tensão é substituído pelo OFMTC, sendo que são aplicados os mesmos testes para verificar o desempenho do observador.

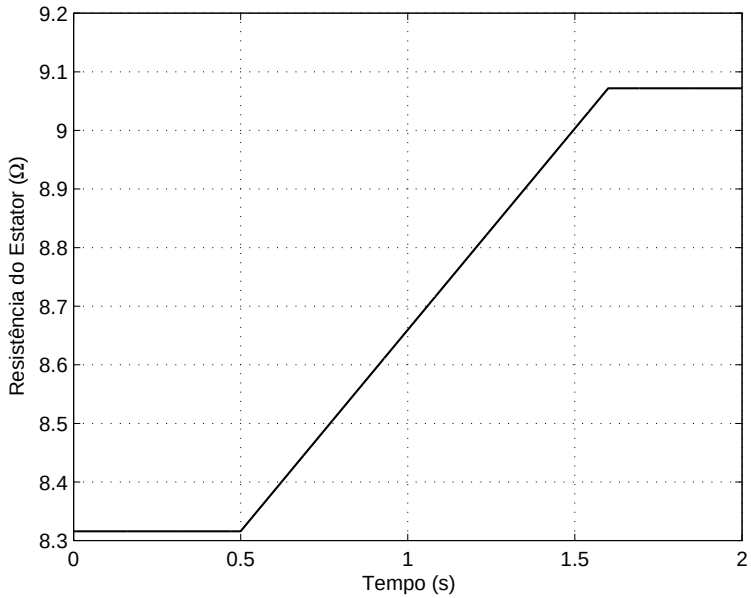

Figura 27: Perfil de variação da resistência do estator aplicado ao MIT

Como descrito no capítulo 3, o modelo de tensão apresenta dificuldades para estimar o fluxo do estator em determinadas condições. A Figura 27 ilustra o perfil de variação da resistência aplicado ao controle DTC-SVM com estimador de fluxo baseado apenas no modelo de tensão expresso pela equação (42). O perfil de variação da resistência aplicado, faz com que o valor da resistência do estator, inicie a simulação com 10% de aumento no seu valor nominal e atinja o valor máximo de 20% de aumento durante a simulação. Já na Figura 28 é possível visualizar que o principal efeito negativo da variação da resistência sobre a estimativa do fluxo, ocorre quando o MIT opera na região de baixa frequência.

O erro produzido na estimativa do fluxo do estator interfere diretamente no desacoplamento entre fluxo e torque, pois a posição do fluxo do estator estimada é diferente da real. Esse erro na posição do fluxo compromete o controle de velocidade, tornando a reposta da velocidade e do torque oscilatória na região de baixa frequência, como ilustrada nas Figuras 29 e 30.

Observa-se na Figura 30 que com a melhora na estimativa do fluxo, o controle de velocidade não apresenta oscilações na mudança de referência de velocidade, sendo que isso ocorre quando o MIT opera na região de velocidade média e alta.

As Figuras 31 e 32 mostram os resultados das simulações da estimativa do fluxo do estator e do controle de torque eletromagnético com a inserção de *offset* nas medições das corrente de fase "a" e "b" do estator, com magnitude de 5% da corrente do estator em regime. É possível observar nas Figuras 31 e 32 que, como é esperado, o sinal de *offset* deteriora a estimação do fluxo, quando é utilizada a integração pura no modelo de tensão. Por consequência, o controle de velocidade do MIT é prejudicado por completo,

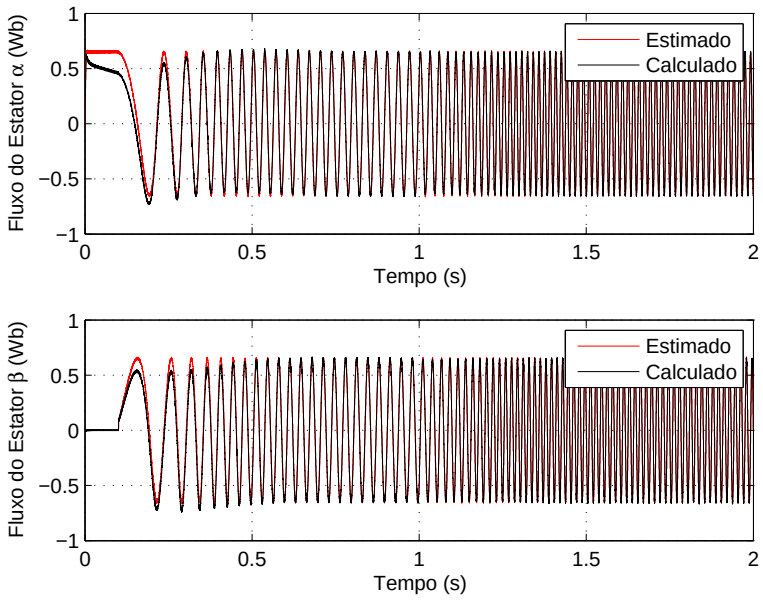

Figura 28: Componentes ($\alpha\beta$) do fluxo do estator estimado e calculado pelo modelo do MIT com variação na resistência do estator

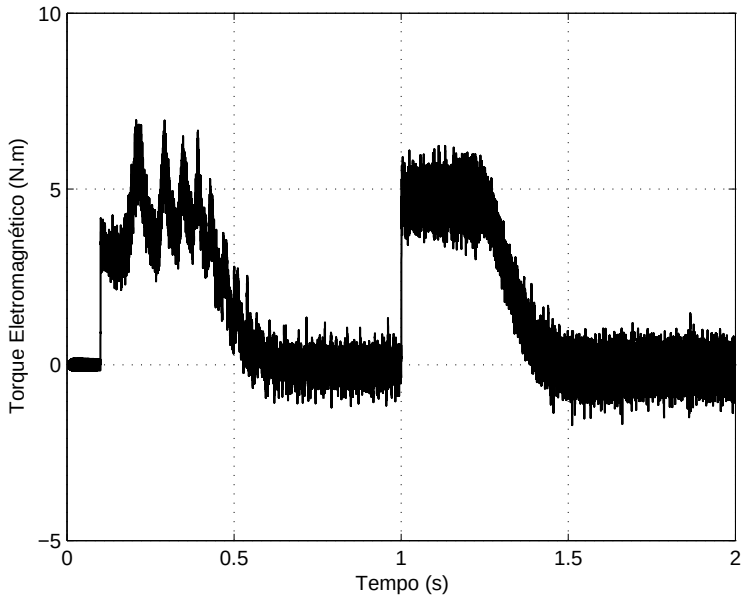

Figura 29: Resposta do torque eletromagnético com variação na resistência do estator

como ilustrado na Figura 33.

Os resultados até o momento ilustram o desempenho da estratégia DTC-SVM com sensor de velocidade utilizando apenas o estimador de fluxo baseado no modelo de tensão com integração pura. Como é esperado, o modelo tensão não apresenta bom desempenho frente as variações da resistência do estator e aplicação de sinal de *offset* nas medições de

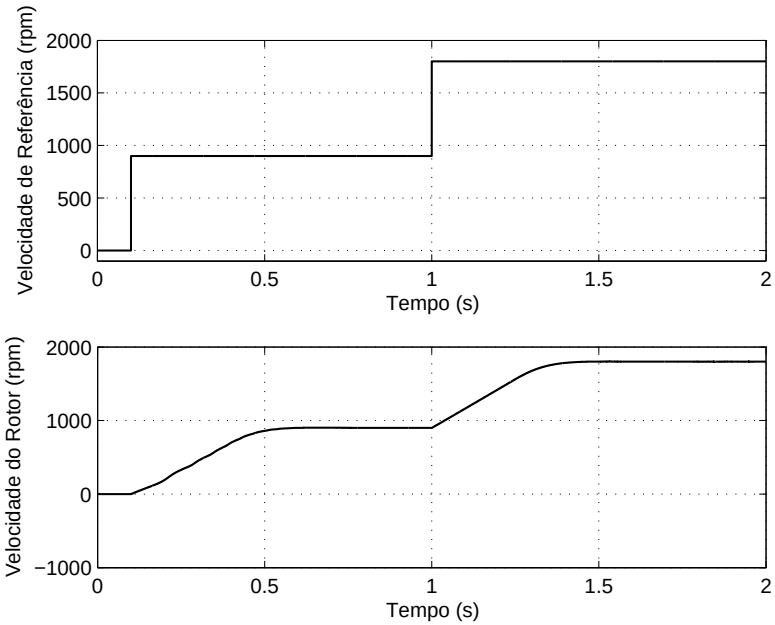

Figura 30: Resposta da velocidade com variação na resistência do estator

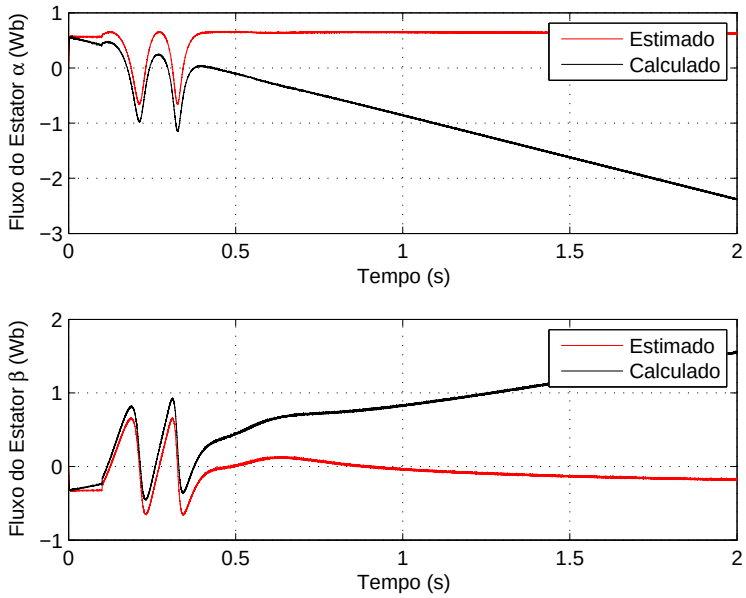

Figura 31: Componentes ($\alpha\beta$) do fluxo do estator estimado e calculado pelo modelo do MIT com *offset* nas medições das correntes do estator

corrente, sendo condizente com a revisão apresentada no capítulo 3.

Já nas Figuras 34 e 35 é mostrado o desempenho do observador de fluxo OFMTC, substituindo o modelo de tensão na estimação do fluxo estator e do torque eletromagnético respectivamente, quando aplicado o mesmo perfil de variação na resistência do estator da Figura 28. O desempenho OFMTC é melhor do que o modelo de tensão em toda a faixa

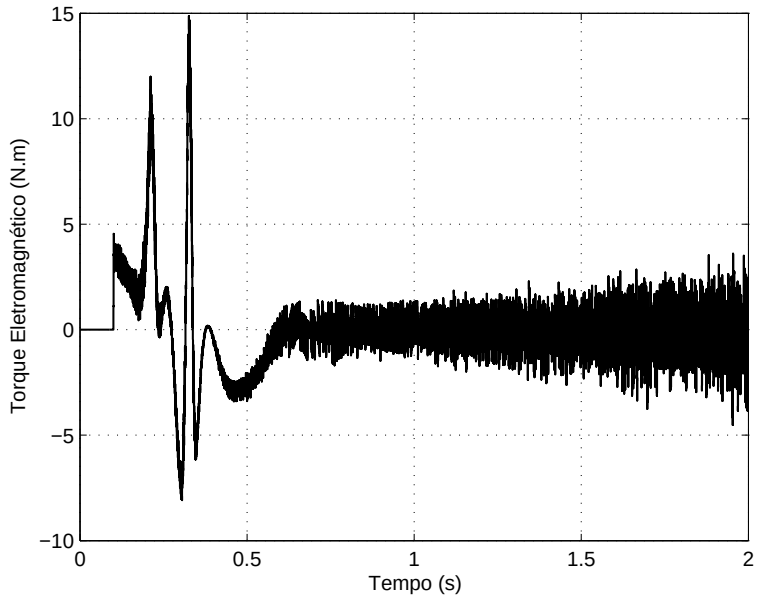

Figura 32: Resposta do torque eletromagnético com *offset* nas medições das correntes do estator

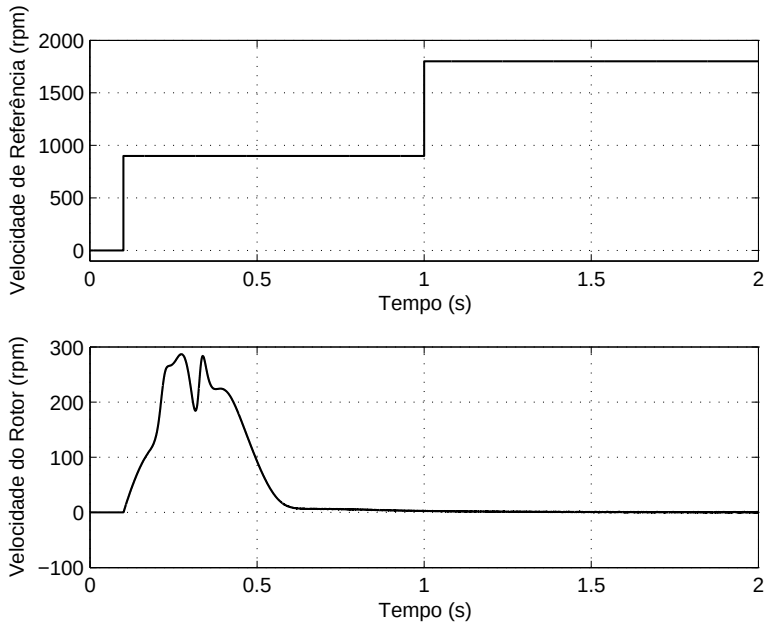

Figura 33: Resposta da velocidade com *offset* nas medições das correntes do estator

de operação, sendo que é notado um pequeno erro de estimação no início, causando apenas uma pequena ondulação no torque.

A Figura 36 ilustra o desempenho do controle de velocidade frente ao perfil em degrau de velocidade de referência aplicado ao MIT. Observa-se que, com o uso do OFMTC a velocidade não sofre ondulações durante a mudança de referência de velocidade abaixo do

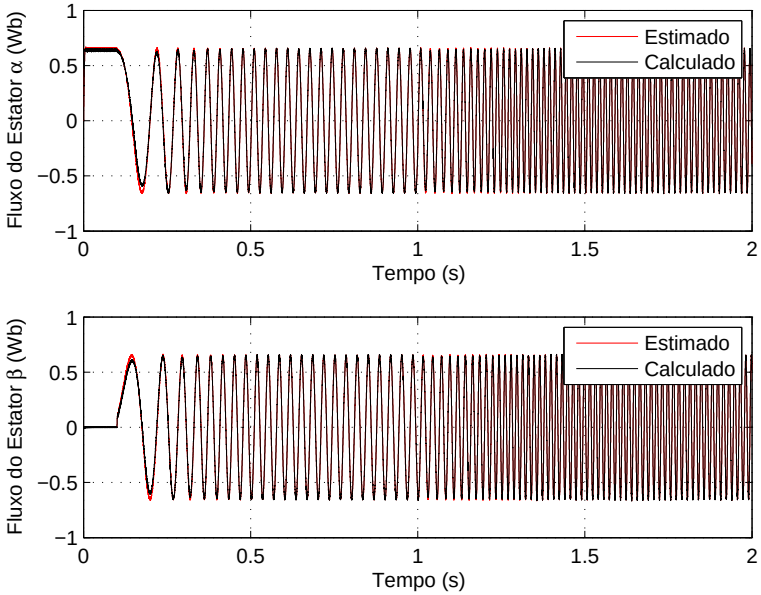

Figura 34: Componentes ($\alpha\beta$) do fluxo do estator estimado pelo OFMTC e calculado pelo modelo do MIT com variação na resistência do estator

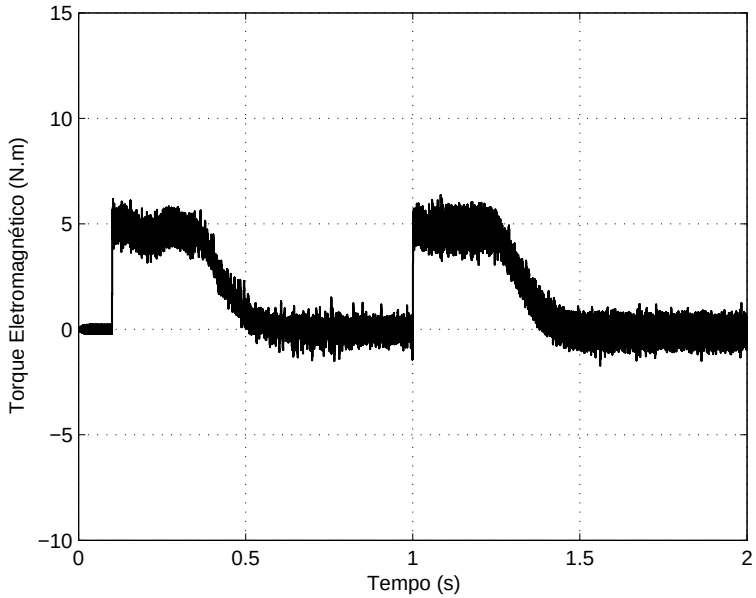

Figura 35: Resposta do torque eletromagnético utilizando o OFMTC e com variação na resistência do estator

50% nominal, sendo que o controle de velocidade consegue zerar o erro nos dois degraus de referência em aproximadamente 0.5s, com a limitação de torque em 5 N.m (nominal do MIT).

As Figuras 37, 38 e 39 apresentam os resultados da resposta do torque, estimação de

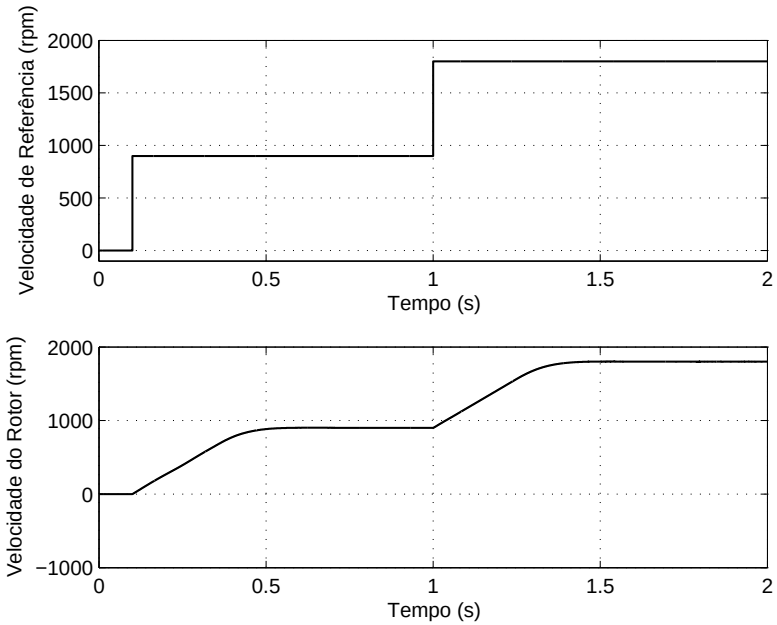

Figura 36: Resposta da velocidade utilizando o OFMTC e com variação na resistência do estator

fluxo e controle de velocidade, respectivamente, quando inserido um *offset* no sinal de corrente. *Offset*, esse, com valor de 5% da corrente de estator em regime.

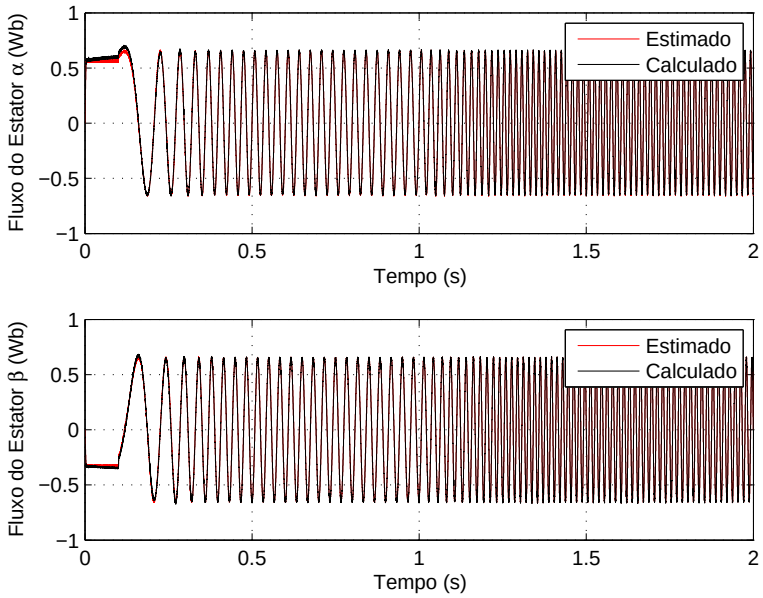

Figura 37: Componentes ($\alpha\beta$) do fluxo do estator estimado pelo OFMTC e calculado pelo modelo do MIT com *offset* nas medições das correntes do estator

Contudo, diferentemente do modelo de tensão com integrador puro, o OFMTC apresenta baixa sensibilidade ao sinal de *offset* como comprovado nas simulações. Enquanto

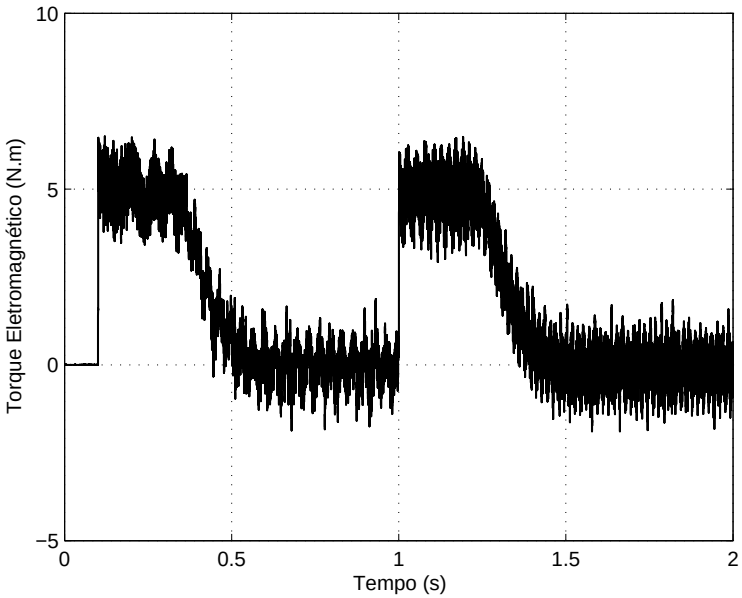

Figura 38: Resposta do torque eletromagnético utilizando o OFMTC e com *offset* nas medições das correntes do estator

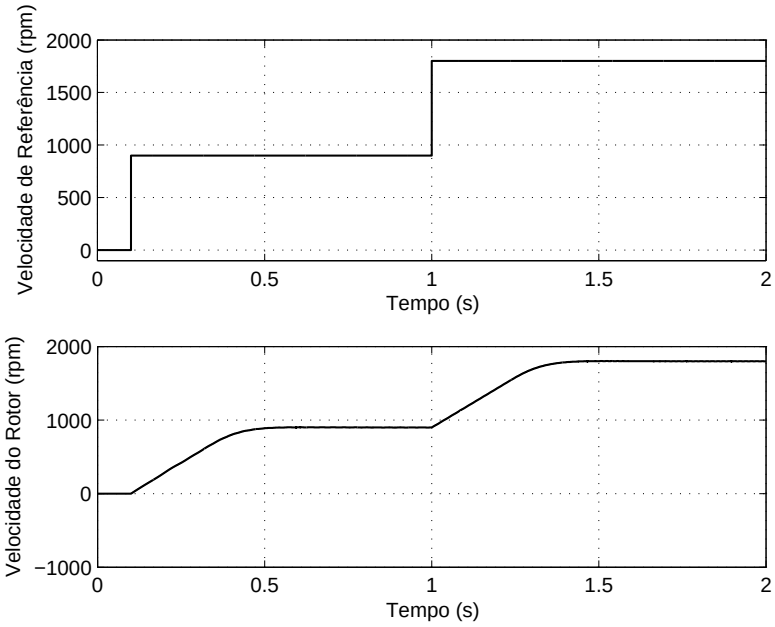

Figura 39: Resposta da velocidade utilizando o OFMTC e com *offset* nas medições das correntes do estator

que, no teste sem o observador o controle sofreu total deterioração. A estimativa das componentes α e β do fluxo do estator melhora consideravelmente com o uso do OFMTC e, por consequência, aumenta a precisão do controle de velocidade do MIT. Também é possível observar que o uso dos controladores PI e P mantém o desempenho do observador

SMO proposto por Lascu, Boldea e Blaabjerg (2004), mesmo em condições adversas.

Nas Figuras 40 e 41 são mostrados os desempenhos do torque eletromagnético, fluxo do estator e velocidade do rotor ante a um perfil de carga aplicado no eixo do rotor da máquina. Observa-se que o controle de torque responde rápido a carga imposta ao MIT, sendo condizente com as estratégias propostas na literatura. É importante ressaltar que mesmo diante das mudanças no valor do torque, o fluxo do estator se mantém constante. Esse comportamento mostra que as componentes que controlam o fluxo e o torque foram desacopladas de forma correta. Também é possível observar que a velocidade do rotor segue a referência imposta e quando aplicado o degrau de carga há um pequeno decaimento em seu valor, que rapidamente é compensado pelo controle de velocidade. Comportamento semelhante é observado quando há retirada do torque de carga.

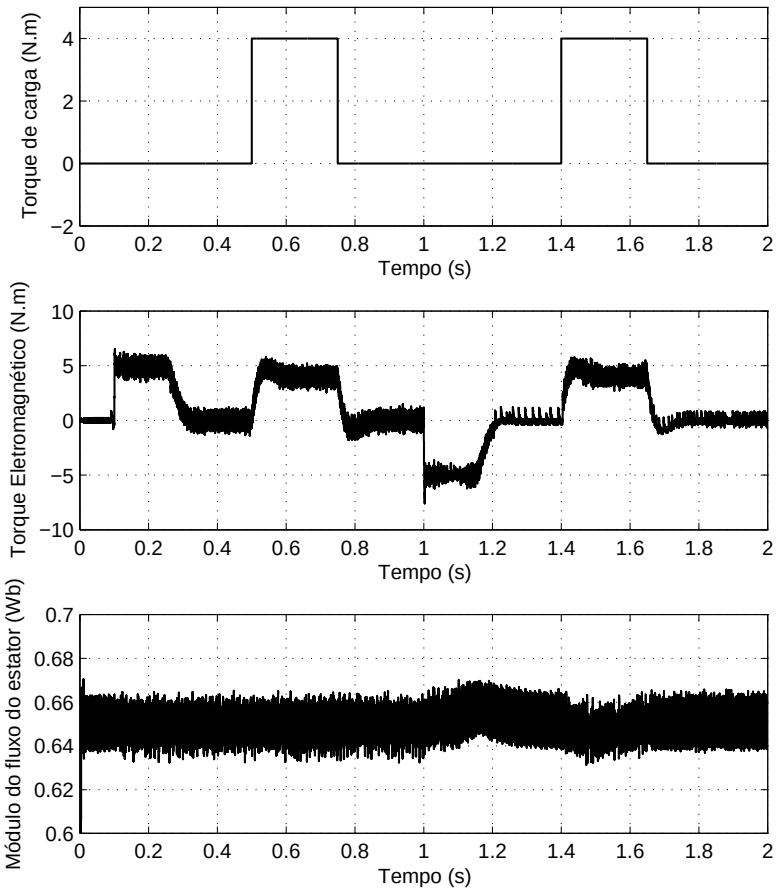

Figura 40: Resposta do torque eletromagnético utilizando o OFMTC com aplicação de perfil de torque de carga

Um ponto importante ilustrado na Figura 41 é o desempenho do controle de velocidade quando a referência de velocidade imposta é 0 rpm, mesmo durante a aplicação do degrau de torque de carga. Esse desempenho é devido principalmente ao fato do OFMTC

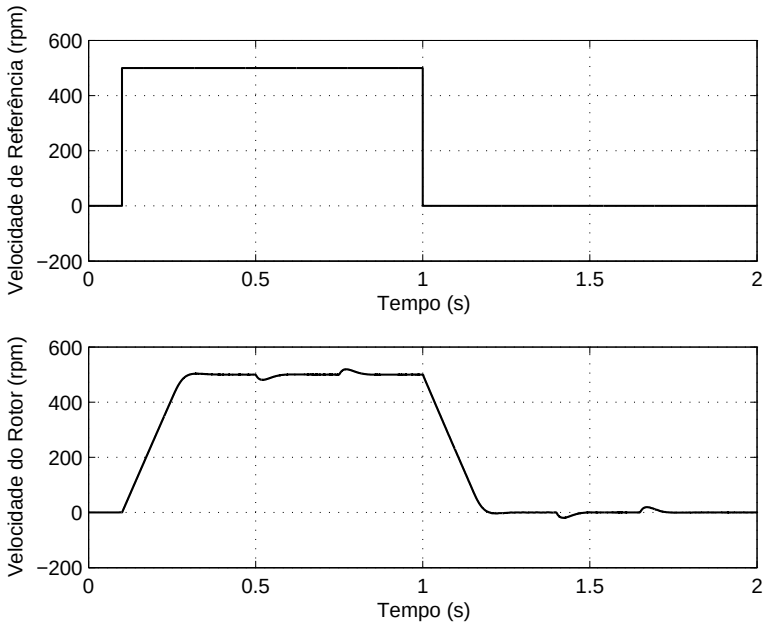

Figura 41: Resposta da velocidade do rotor utilizando o OFMTC com aplicação de perfil de torque de carga

utilizar em seu modelo as correntes do estator medidas, melhorando consideravelmente o desempenho do observador (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2009). Esse conceito pode ser melhor observado por meio da Figura 16 ilustrada no capítulo 3.

5.3 Controle de Velocidade *Sensorless* Aplicado ao DTC-SVM

Os testes de simulação apresentados nessa seção visam, verificar o desempenho do conjunto estabelecido pela estratégia DTC-SVM, observador OFMTC e estimador de velocidade MRAS-CCF, frente as mesmas condições de operação abordadas na seção anterior. Os ganhos do controlador *fuzzy* considerados nas simulações são $K_P = 0.5$, $K_D = 25$ e $K_U = 49750$.

A Figura 42 ilustra o perfil de variação da resistência do estator aplicado ao MIT. Esse perfil visa verificar a robustez do OFMTC e do MRAS-CCF diante das mudanças no valor da resistência do estator, no entanto, em aplicações práticas as alterações nessa resistência são bem menores e a dinâmica de variação é lenta.

Na Figura 43 é mostrado o desempenho do controle de velocidade *sensorless fuzzy*. Observa-se que a velocidade estimada segue adequadamente a velocidade calculada pelo modelo *Simulink*, entretanto, quando há a reversão da velocidade, logo após a passagem por zero, surge uma pequena oscilação na velocidade estimada, pois a região de baixa frequência é o ponto de operação mais crítico quando existe variações na resistência do

estator. Contudo, o controlador *fuzzy* utilizado como mecanismo de adaptação é capaz de lidar com essas incertezas e erros de estimativa e, portanto, pelos resultados apresentados em simulação é indicado para esse tipo de aplicação. Já na Figura 44 é ilustrado o perfil

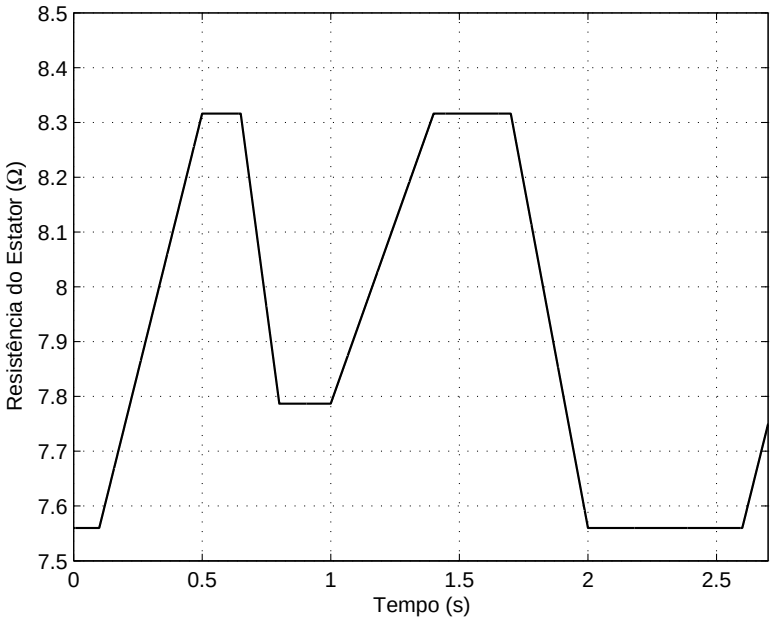

Figura 42: Perfil de variação da resistência do estator aplicado ao MIT

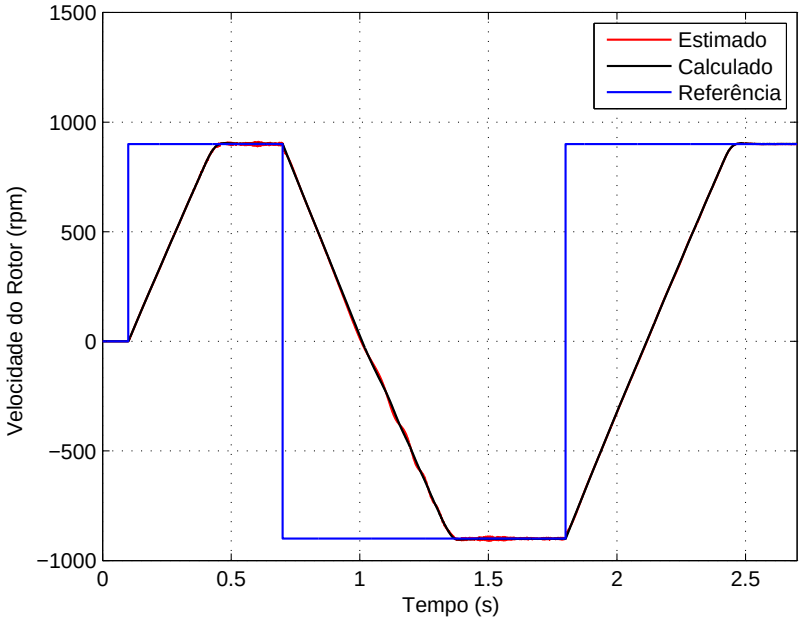

Figura 43: Resposta da velocidade calculada e estimada com variação na resistência do estator

de variação na resistência do rotor imposto ao MIT. A resistência do rotor sofre mais alterações em seu valor durante a operação da máquina se comparado aos outros parâmetros elétricos, principalmente devido ao aumento de temperatura do rotor (HERNANDEZ, 1999) e certamente é um problema encontrado em aplicações práticas.

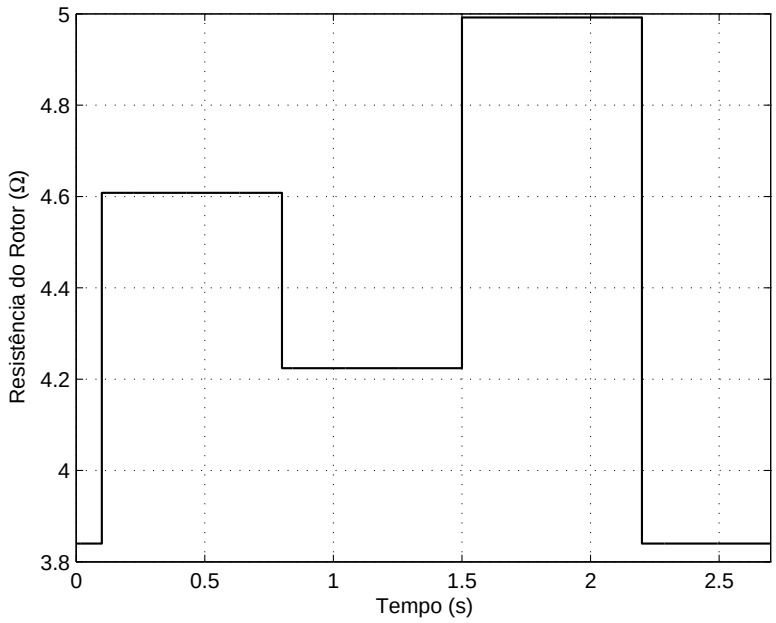

Figura 44: Perfil de variação da resistência do rotor aplicado ao MIT

A Figura 45 mostra o desempenho do controle *sensorless* para uma referência de velocidade com reversão. Observa-se que o estimador MRAS-CCF apresenta boa resposta para toda faixa de operação do MIT, com a velocidade estimada seguindo com precisão a velocidade calculada pelo modelo do MIT, indiferentemente do valor de variação da resistência do rotor. Isso se deve mais uma vez ao mecanismo de adaptação *fuzzy*, que segundo Dybkowski e Orlowska-Kowalska (2008) aumenta a robustez do estimador frente às variações paramétricas.

Na Figura 46 é ilustrado o desempenho do controle de velocidade *sensorless* com 15% ruídos inseridos na obtenção das correntes. Observa-se um aumento pequeno das oscilações na velocidade estimada, mesmo sendo considerável o nível de ruído introduzido nas medições. Isso se deve à característica de ação de controle do mecanismo de adaptação *fuzzy*.

Já na Figura 47 é demonstrado o desempenho controle de velocidade *sensorless* com o mesmo nível de ruído do teste anterior, no entanto, é aplicado um perfil de carga e velocidade de referência como no caso apresentado pelas Figuras 40 e 41. Nota-se que a introdução de ruídos, quando o MIT opera na região de baixa frequência, aumenta as oscilações na estimativa da velocidade. Contudo, o erro entre a velocidade calculada e a de referência é muito próximo de zero, satisfazendo o requisito do controle.

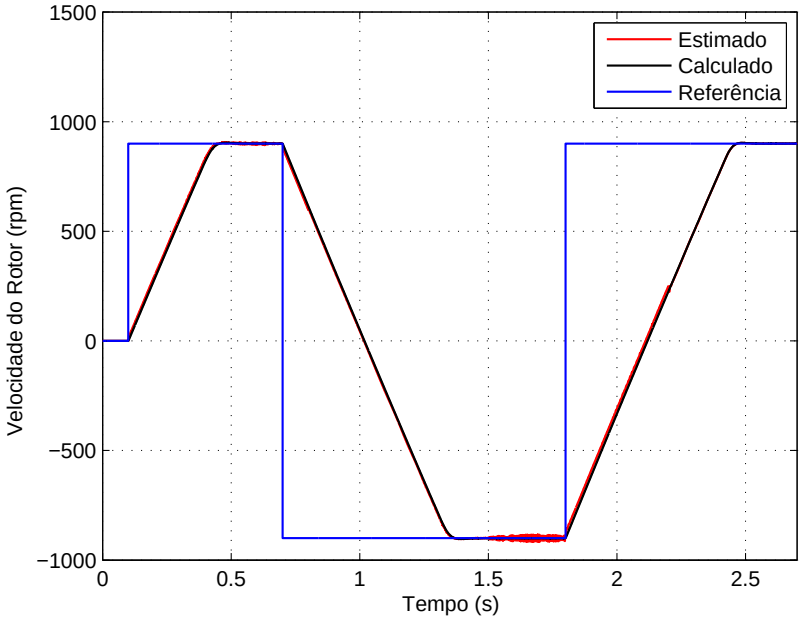

Figura 45: Resposta da velocidade calculada e estimada com variação na resistência do rotor

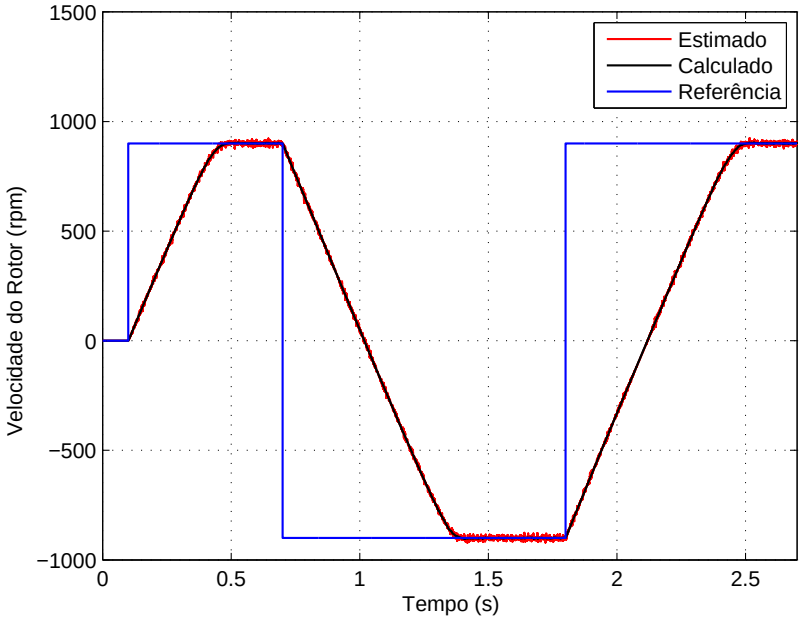

Figura 46: Resposta da velocidade calculada e estimada com 15% de ruído

Os resultados apresentados nessa seção condizem com os encontrados na literatura e demonstram o bom desempenho do MRAS-CCF, sendo os resultados (comparando apenas resultados simulados) semelhantes aos encontrados em propostas mais complexas, como os estimadores baseados no Filtro de Kalman e RNAs (MASCHIO, 2006; HENRIQUE; SANTOS,

2012).

O desempenho do controle velocidade mostrado na Figura 47 pode ser melhorado com uso de controladores que apresentem maior robustez a distúrbios externos e ruídos, como por exemplo, controladores baseado na lógica *fuzzy*, CMD, MRAC, entre outros. Entretanto, não foram utilizados por fugirem ao escopo do trabalho.

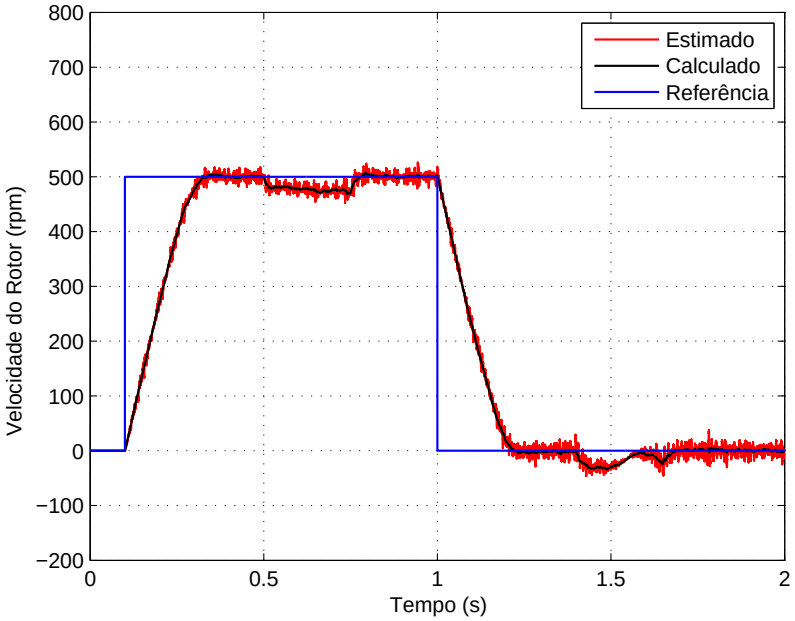

Figura 47: Resposta da velocidade calculada e estimada com 15% de ruído e perfil de carga aplicado ao MIT

Capítulo 6

Conclusões Gerais e Diretivas Futuras

6.1 Conclusões Gerais

Nesse trabalho, investigou-se técnicas de controle de velocidade de alto desempenho operando sem sensor mecânico de velocidade. Para tal, foi proposto uma metodologia para controle de velocidade *sensorless* que utiliza a estratégia DTC-SVM, o observador de fluxo OFMTC e o estimador de velocidade MRAS-CCF.

A estratégia de controle de DTC-SVM é bastante atrativa, pois como abordado na seção 2.4.2 o DTC-SVM pode ser visto como uma combinação do DTC-clássico e FOC, que elimina as desvantagens básicas mantendo-se as principais vantagens de ambos os métodos. O controle de velocidade por meio do DTC-SVM, apresenta respostas rápidas tanto para as mudanças de referência de velocidade quanto para a aplicação de carga no eixo do rotor.

Uma das principais dificuldades na operação da estratégia DTC-SVM é a obtenção da posição do fluxo do estator devido à inúmeras dificuldades que foram analisadas na seção 3.2. Diante dessas dificuldades, foi proposto o uso do observador de fluxo OFMTC baseado no modelo de tensão e corrente com mecanismo de adaptação do tipo PI e P. Esse observador faz uso simultaneamente das qualidades de estimação do modelo de tensão em média e alta velocidade e do modelo de corrente em baixa velocidade. A partir das simulações apresentadas na seção 5.2, conclui-se que as principais vantagens do observador são: não apresenta sensibilidade aos parâmetros do rotor; é robusto aos efeitos de *offset* e *drift*; é capaz de estimar o fluxo em velocidade zero; e com ajuste adequado dos ganhos dos controladores é possível diminuir a sensibilidade do observador à resistência do estator.

No que diz respeito à estimação de velocidade, foco principal desse trabalho, foi realizado uma revisão detalhada sobre o controle velocidade *sensorless* apresentada na seção 3.4. *A priori*, algumas técnicas se mostraram bastante atrativas principalmente por não necessitarem, em seus modelos, da informação de parâmetros como as resistências do estator e rotor. Porém, durante o processo de revisão e estudo dessas técnicas, verificou-se que as mesmas não apresentavam resultados de estimação condizentes com os requiridos

nesse trabalho. Por outro lado, atualmente alguns trabalhos sugerem o uso das correntes do estator (medidas nos terminais da máquina) como realimentação do estimador de velocidade para diminuir as influências paramétricas. Portanto, devido aos resultados apresentados na literatura, principalmente na região de baixa frequência, decidiu-se utilizar nesse trabalho o estimador MRAS-CC.

Com o intuito de melhorar o desempenho do estimador MRAS-CC ante as variações de parâmetros, foi proposto na seção 3.5 o uso do mecanismo de adaptação com controlador *fuzzy*. A principal característica desse controlador é a possibilidade dos ganhos serem variáveis. Durante a operação do estimador de velocidade com variações nos valores dos parâmetros do MIT, o controlador *fuzzy* consegue ajustar melhor os seus ganhos por meio da superfície ilustrada na Figura 23, diferentemente do mecanismo de adaptação com controlador PI, que possui ganhos fixos.

As simulações realizadas com o *software* Matlab/Simulink seguiram os procedimentos apresentados no capítulo 4, com o objetivo de aproximar as simulações das condições de operação encontradas em aplicações práticas.

Os resultados apresentados nas seções 5.2 e 5.3 mostram que o objetivos inicialmente traçados na seção 1.2 foram alcançados, sendo que as principais contribuições desse trabalho podem ser delineados nos seguintes tópicos:

- O estudo das estratégias de controle que possibilitam o desacoplamento das variáveis que controlam torque e fluxo. As técnicas de controle FOC indireto, DTC clássico e DTC-SVM foram modeladas e analisadas afim de se pontuar as principais vantagens e desvantagens.

- A proposição de um método para estimação dos fluxos do MIT, que pode ser usado para estimar o fluxo do estator e do rotor. Para tanto, empregou-se controladores do tipo PI e P para a adaptação do observador baseado no modelo de tensão e corrente proposto por Lascu e Trzynadlowski (2004). O uso dos controladores PI e P possibilitou um melhor ajuste para diminuir a influência da variação da resistência do estator.

- O estudo das técnicas de estimação de velocidade do MIT para ampla faixa de velocidade. Nesse contexto, estudou-se os principais estimadores baseado em MRAS proposto nos últimos anos, que buscam melhorar o desempenho dos estimadores na região de baixa velocidade e em relação às variações parâmetros. Dessa forma, foi proposto o uso do controlador *fuzzy* para melhorar o desempenho do estimador MRAS-CC ante as alterações inerentes de parâmetros elétricos do MIT.

6.2 Diretivas Futuras

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

- ❑ Implementar experimentalmente o controle de velocidade *sensorless* proposto, verificando assim o desempenho do observador OFMTC e do estimador MRAS-CCF.
- ❑ Estudar métodos para adaptação *online* da resistência do estator, melhorando assim o desempenho do OFMTC na região de baixa frequência.
- ❑ Investigar o uso de outros tipos de controladores como o CMD e o *fuzzy* T-S para melhorar o desempenho do controle *sensorless* proposto.

Referências

ABU-RUB, H.; GUZINSKI, J. Simple observer for induction motor speed sensorless control. In: **IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 2024–2029. ISBN 978-1-61284-972-0.

ABU-RUB, H.; STANDO, D.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Simple speed sensorless DTC-SVM scheme for induction motor drives. **Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences**, 2013. v. 61, n. 2, p. 301–307, 2013.

ALONGE, F.; D'IPPOLITO, F.; SFERLAZZA, A. Sensorless Control of Induction Motor Drive Based on Robust Kalman Filter and Adaptive Speed Estimation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. 2013. ISSN 0278-0046.

BLASHKE, F. A New Method for Structural Decoupling of AC Induction Machine. In: . Dusseldorf, Germany: Record IFAC Symp, 1971. p. 1–15.

BOSE, B. K. **Modern Power Electronics and Ac Drives**. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 2002. ISBN 9780130167439.

CASADEI, D.; PROFUMO, F.; TANI, A. FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2002. v. 17, n. 5, p. 779–787, set. 2002. ISSN 0885-8993.

CASTOLDI, M. F. **Protótipo Virtual da Estratégia DTC Aplicada a Motores de Indução Ussando Linguagem VHDL**. 112 p. Tese (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, 2006.

CHERIAN, J.; MATHEW, J. Parameter independent sensorless vector control of induction motor. In: **2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**. [S.l.]: IEEE, 2012. p. 1–6. ISBN 978-1-4673-4508-8.

DYBKOWSKI, M.; ORLOWSKA-KOWALSKA, T. Low-speed performance of the stator current-based MRAS estimator with FL controller in the sensorless induction motor drive. In: **2008 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment**. [S.l.]: IEEE, 2008. p. 75–80. ISBN 978-1-4244-1544-1.

GADOUE, S.; GIAOURIS, D.; FINCH, J. Sensorless Control of Induction Motor Drives at Very Low and Zero Speeds Using Neural Network Flux Observers. **IEEE**

Transactions on Industrial Electronics, 2009. v. 56, n. 8, p. 3029–3039, ago. 2009. ISSN 0278-0046.

GADOUE, S. M.; GIAOURIS, D.; FINCH, J. W. MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding-Mode and Fuzzy-Logic Adaptation Mechanisms. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2010. v. 25, n. 2, p. 394–402, jun. 2010. ISSN 0885-8969.

GAYATHRI, M. N.; HIMAVATHI, S.; SANKARAN, R. Performance enhancement of vector controlled drive with rotor flux based MRAS rotor resistance estimator. In: **2012 International Conference on Computer Communication and Informatics**. [S.l.]: IEEE, 2012. p. 1–6. ISBN 978-1-4577-1583-9.

HAMALAINEN, H.; PYRHONEN, J.; NERG, J. AC Resistance Factor in One-Layer Form-Wound Winding Used in Rotating Electrical Machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, 2013. v. 49, n. 6, p. 2967–2973, jun. 2013. ISSN 0018-9464.

HARON, A. R.; IDRIS, N. R. N. Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives using MATLAB/SIMULINK. In: **2006 IEEE International Power and Energy Conference**. [S.l.]: IEEE, 2006. p. 411–415. ISBN 1-4244-0273-5.

HENRIQUE, T.; SANTOS, D. O. S. **Estimador neural de velocidade aplicado a um driver de controle escalar do motor de indução trifásico**. 118 p. Tese (Tese) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.

HERNANDEZ, J. R. **Implementação Digital Utilizando DSP do Controle por Orientação do Fluxo do Rotor: Métodos Direto e Indireto**. 95 p. Tese (Dissertação) — Universidade Estadual de Campinas, 1999.

HINKKANEN, M.; LUOMI, J. Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2003. v. 39, n. 4, p. 1127–1135, jul. 2003. ISSN 0093-9994.

HOLTZ, J. Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2003. v. 39, n. 4, p. 1052–1060, jul. 2003. ISSN 0093-9994.

_____. Sensorless Control of Induction Machines - With or Without Signal Injection? **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2006. v. 53, n. 1, p. 7–30, fev. 2006. ISSN 0278-0046.

HU, J.; WU, B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 1998. v. 13, n. 5, p. 969–977, 1998. ISSN 08858993.

KAZMIERKOWSKI, M. et al. High-Performance Motor Drives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2011. v. 5, n. 3, p. 6–26, set. 2011. ISSN 1932-4529.

KIM, S.; SUL, S.-K. Sensorless control of AC motor - Where are we now? In: **2011 International Conference on Electrical Machines and Systems**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 1–6. ISBN 978-1-4577-1044-5.

KOVACIC, Z.; BOGDAN, S. **Fuzzy Controller Design: Theory and Applications**. [S.l.]: Taylor & Francis, 2010. (Automation and Control Engineering). ISBN 9780849337475.

KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. Wiley, 2013. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9781118524329. Disponível em: <http://books.google.com.br/books?id=ocr9wSmSZEsC>.

KUBOTA, H.; MATSUSE, K.; NAKANO, T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives. In: **[Proceedings] IECON '90: 16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.]: IEEE, 1990. p. 921–926. ISBN 0-87942-600-4.

_____. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1993. v. 29, n. 2, p. 344–348, 1993. ISSN 00939994.

LASCU, C.; ANDREESCU, G.-D. Sliding-mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless-controlled induction motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2006. v. 53, n. 3, p. 785–794, jun. 2006. ISSN 0278-0046.

LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2000. v. 36, n. 1, p. 122–130, 2000. ISSN 00939994.

_____. Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives: A Sliding-Mode Approach. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2004. v. 40, n. 2, p. 582–590, mar. 2004. ISSN 0093-9994.

_____. Very-Low-Speed Variable-Structure Control of Sensorless Induction Machine Drives Without Signal Injection. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2005. v. 41, n. 2, p. 591–598, mar. 2005. ISSN 0093-9994.

_____. 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, set. 2009. ISSN 0278-0046.

LASCU, C.; TRZYNADLOWSKI, A. Combining the Principles of Sliding Mode, Direct Torque Control, and Space-Vector Modulation in a High-Performance Sensorless AC Drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2004. v. 40, n. 1, p. 170–177, jan. 2004. ISSN 0093-9994.

LINS, Z. **Controle Direto de Torque para Motores de Indução - Estudo e Implementação**. 170 p. Tese (Doutorado) — Universidade de Campinas, 2001.

LONGJI, Z.; RULIN, W. A novel direct torque control system based on space vector PWM. In: **Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International**. Xi'an: [s.n.], 2004. p. 755–760.

MAITI, S.; CHAKRABORTY, C. Experimental validation of very-low and zero speed operation of a flux-eliminated adaptive estimator for vector controlled IM drive. In: **2009 IEEE International Conference on Industrial Technology**. [S.l.]: IEEE, 2009. p. 1–6. ISBN 978-1-4244-3506-7.

MAITI, S.; CHAKRABORTY, C.; SENGUPTA, S. Adaptive Estimation of Speed and Rotor Time Constant for the Vector Controlled Induction Motor Drive Using Reactive Power. In: **IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.]: IEEE, 2007. p. 286–291. ISBN 1-4244-0783-4.

MAITI, S. et al. An Adaptive Speed Sensorless Induction Motor Drive With Artificial Neural Network for. 2012. v. 8, n. 4, p. 757–766, 2012.

MARTINS, O. S. **Comparação de Técnicas de Controle de Velocidade Sensorless Aplicadas a Motores de Induçao em Plataforma DSP**. Tese (Doutorado), 2006.

MASCHIO, K. A. F. **Estudo de estimadores de velocidade de motor de indução com observadores de estado e filtro de Kalman**. 98 p. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2006.

ORLOWSKA-KOWALSKA, T.; DYBKOWSKI, M. Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010. v. 57, n. 4, p. 1296–1308, abr. 2010. ISSN 0278-0046.

PENG, F.-Z.; FUKAO, T.; JIH-SHENG, L. Low-speed performance of robust speed identification using instantaneous reactive power for tacholess vector control of induction motors. In: **Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.]: IEEE, 1994. p. 509–514. ISBN 0-7803-1993-1.

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.

REHMAN, H.; DERDIYOK, A.; GUVEN, M. A new current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2002. v. 17, n. 6, p. 1041–1048, nov. 2002. ISSN 0885-8993.

SCHAUDER, C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1992. v. 28, n. 5, p. 1054–1061, 1992. ISSN 00939994.

SIEMENS. **Seminários técnicos 2003, engenheiros e projetistas**. [S.l.]: Technical report, Siemens., 2003.

SILVEIRA, A. W. F. V. **Estudo Comparativo de Técnicas de Estimativa do Fluxo Estatórico de MIT**. 154 p. Tese (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2007.

STANDO, D.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Novel speed sensorless DTC-SVM scheme for induction motor drives. In: **2013 International Conference-Workshop Compatibility And Power Electronics**. [S.l.]: IEEE, 2013. p. 225–230. ISBN 978-1-4673-4913-0.

STOICUTA, O.; PANA, T. Speed and rotor flux observer for sensorless induction motor drives. In: **Proceedings of 2012 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics**. [S.l.]: Ieee, 2012. p. 68–73. ISBN 978-1-4673-0704-8.

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, set. 1986. ISSN 0093-9994.

TARCHALA, G.; DYBKOWSKI, M.; ORLOWSKA-KOWALSKA, T. Analysis of the chosen speed and flux estimators for sensorless induction motor drive. In: **2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 525–530. ISBN 978-1-4244-9310-4.

_____. Analysis of the chosen speed and flux estimators for sensorless induction motor drive. In: **2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 525–530. ISBN 978-1-4244-9310-4.

UDDIN, M.; RADWAN, T.; RAHMAN, M. Performances of fuzzy-logic-based indirect vector control for induction motor drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2002. v. 38, n. 5, p. 1219–1225, set. 2002. ISSN 0093-9994.

VAS, P. **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.]: OUP Oxford, 1999. 625 p. (Monographs in Electrical and Electronic Engineering). ISBN 9780198593973.

VASIC, V.; VUKOSAVIC, S.; LEVI, E. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2003. v. 18, n. 4, p. 476–483, dez. 2003. ISSN 0885-8969.

WEG Notícias. **Oportunidades em Eficiência Energética**. 2009. 1 p. Disponível em: <http://www.weg.net/br/Media-Center/Noticias/Geral/Oportunidades-em-Eficiencia-Energetica>.

WROBEL, R. et al. Derivation and Scaling of AC Copper Loss in Thermal Modeling of Electrical Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. p. 1–1, 2013. ISSN 0278-0046.

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 Controlled (DTC SVM) Inverter Fed Induction Motor Drive**. 175 p. Tese (Thesis) — Warsaw University of Technology, 2005.

ZERIKAT, M.; CHEKROUN, S.; MECHERNENE, A. A robust MRAS-sensorless scheme based rotor and stator resistances estimation of a direct vector controlled induction motor drive. In: **2011 16th International Conference on Methods & Models in Automation & Robotics**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 151–156. ISBN 978-1-4577-0912-8.

Apêndices

APÊNDICE **A**

Lista de Trabalhos Publicados em Anais de Congressos

PEREIRA, W. C. A. ; AGUIAR, M. L. ; MONTEIRO, J. R. B. A. ; PAULA, G. T. ; ALMEIDA, T. E. P. ; SANTANA, M. P. . Controle Vetorial *Fuzzy-Sensorless* Robusto à Variações de Parâmetros da Máquina de Indução. In: Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 2013, Fortaleza. Anais do Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 2013.

PEREIRA, W. C. A. ; AGUIAR, M. L. ; BAZAN, G. H. ; MAZUCATO JR., S. C. ; CASTOLDI, M. F. ; SANCHES, D. S. . Plataforma Virtual Do Controle Direto de Torque de um Motor de Indução como Ferramenta de Auxílio ao Ensino de Máquinas Elétricas. In: XLI Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia, 2013, Gramado. Anais XLI Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia, 2013.

MONTEIRO, J. R. B. A. ; PEREIRA, W. C. A. ; SANTANA, M. P. ; ALMEIDA, T. E. P. ; PAULA, G. T. ; SANTINI, I. . Anti-Windup Method for Fuzzy PD+I, PI and PID Controllers Applied in Brushless DC Motor Speed Control. In: Brazilian Power Electronics Conference, 2013, Gramado. Brazilian Power Electronics Conference (COBEP2013), 2013.

BAZAN, G. H. ; MAZUCATO JR., S. C. ; CASTOLDI, M. F. ; SANCHES, D. S. ; PEREIRA, W. C. A. ; AGUIAR, M. L. . Plataforma Virtual Do Controle Orientado de Campo de um Motor de Indução como Ferramenta de Auxílio ao Ensino de Máquinas Elétricas. In: XLI Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia, 2013, Gramado. Anais XLI Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia, 2013.

PAULA, G. T. ; MONTEIRO, J. R. B. A. ; ALMEIDA, T. E. P. ; SANTANA, M. P. ; PEREIRA, W. C. A. ; SANTINI, I. . A comparative study of different slot configurations for PM brushless machines used for vehicle traction. In: Annual

Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013, Vienna. Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013.