

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DIEGO DIAS PINHEIRO

**CONTROLE DE VELOCIDADE *SENSORLESS* PARA MOTORES DE
INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2014

DIEGO DIAS PINHEIRO

**CONTROLE DE VELOCIDADE *SENSORLESS* PARA MOTORES DE
INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica – COELT – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro.

Orientador: Prof. Dr. Emerson G. Carati

Coorientador: Prof. Dr. César R. C. Torrico

PATO BRANCO

2014

TERMO DE APROVAÇÃO

O trabalho de diplomação intitulado **Controle de Velocidade *Sensorless* para Motores de Indução Trifásicos** do aluno **Diego Dias Pinheiro** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° **48** de 2014.

Fizeram parte da banca os professores:

Emerson Giovani Carati (Orientador)

Fábio Brignol Moraes

Jean Patric da Costa

César Rafael Claure Torrico (Coorientador)

DEDICATÓRIA

À meus pais Antônio e Olga.

AGRADECIMENTOS

Inicialmente, gostaria de agradecer ao Professor Dr. Emerson Giovani Carati, pelos conhecimentos transmitidos, profissionalismo, seriedade com que orientou este trabalho, pela ajuda e amizade confiada durante estes anos, proporcionando um ambiente de trabalho agradável.

Gostaria de agradecer ao Professor Dr. César Rafael Claire Torrico pelo conhecimento e experiência transmitidos no decorrer da graduação, que com sugestões e críticas contribuiu de forma relevante na elaboração deste trabalho.

Também gostaria de agradecer, ao Me. Jessé de Pelegrin pelo auxílio na utilização do *setup* junto ao laboratório de pesquisa de pós-graduação em engenharia elétrica (PPGEE).

Aos colegas e amigos da turma de engenharia elétrica ingressa em 2009/2, pela parceria a cada dia dos cinco anos de convivência. Em especial Fabrício Ferrari, Felipe Crestani dos Santos, Marcos Pistori Filho, Rodrigo Helmich, Victor Hugo Suardi Calin.

Agradeço aos meus pais, Antônio Faustino Pinheiro e Olga Aparecida Pinheiro, que nunca mediram esforços para me proporcionar e incentivar aos estudos. A minha irmã Claudinéia e meu irmão Ronnie, pela amizade, carinho e compreensão que sempre tiveram comigo.

A UTFPR, Fundação Araucária, pelo apoio financeiro e infraestrutura.

A Deus, por estar sempre presente em minha vida.

EPÍGRAFE

“O mundo abre alas para deixar passar aqueles que sabem aonde vão”.

(Autor Desconhecido)

RESUMO

PINHEIRO, Diego Dias. Controle de Velocidade *Sensorless* para Motores de Indução Trifásicos. 2014. 87f. Monografia. (Trabalho de Conclusão de Curso) - Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2014.

Este trabalho apresenta uma análise e implementação de estratégia de controle vetorial sem o uso de sensor de velocidade para motores de indução trifásicos. Objetiva-se o estudo do desempenho de uma técnica de controle, frente a variações de parâmetros em acionamentos com variação de velocidade. Para a determinação da técnica de controle, primeiramente, é realizada uma revisão bibliográfica das técnicas de estimação de velocidade. O motor de indução trifásico é acionado utilizando-se a técnica de controle de campo orientado indireto (IFOC – *Indirect Field Oriented Control*), constituído de quatro controladores proporcional-integral (PI): controlador de fluxo, controlador de velocidade e controladores de corrente no eixo direto e no eixo em quadratura. Para o projeto do controle de velocidade *sensorless*, utilizou-se a técnica fundamentada em um sistema adaptativo por modelo de referência (MRAS - *Model Reference Adaptive System*). No desenvolvimento deste trabalho são apresentados resultados de simulações utilizando o ambiente de simulação Matlab® e experimental na plataforma de acionamentos de máquinas elétricas, utilizando o DSP TMS320F28069. Com isso realizou a comparação dos resultados obtidos em simulação com os experimentais, na qual a estimação de velocidade apresentou um desvio percentual inferior a 5% com relação a velocidade medida pelo sensor conectado ao eixo. Esse desvio percentual de 5% ocorre na pior situação considerando o distúrbio de carga e em baixas rotações. Entretanto, com um aumento na referência de velocidade próximo da nominal, o desvio existente entre as velocidades estimada e a obtida pelo sensor diminuiu para 1,22%.

Palavras-chave: Motor de Indução Trifásico, Controle Vetorial, *Sensorless*.

ABSTRACT

PINHEIRO, Diego Dias. Sensorless Speed Control in Three-phase Induction Motors. In 2014. 87f. Monografia. (Trabalho de Conclusão de Curso) - Graduate in Electrical Engineering, Federal Technological University of Paraná. Pato Branco, 2014.

This paper presents an analysis and implementation of vector control strategies without the use of speed sensors for three phase induction motors. The aim is to study the performance of a control technique against parameter variations in variable speed drives. The determination of the control technique is realized firstly through a bibliographic review for the techniques of speed estimation. The three-phase induction motor is driven using the technique of indirect field-oriented control (IFOC), consisted of four proportional-integral controllers (PI) flux controller, speed controller and direct axis and quadrature axis current controllers. For the sensorless speed control design, it was used the technique of an adaptive system based on a reference model (MRAS). The simulation results are showed using the Matlab® simulation environment and the experimental results using an electric machinery platform and the DSP TMS320F28069. From these results, both the simulation and the experimental results were compared. With that accomplished the comparison of simulation results with experimental, in which the estimation of speed showed less than 5% error with respect to speed as measured by the sensor connected to the shaft. This percentage deviation occurs in 5% worse considering the load disturbance and at low speeds. However, with an increase in the reference speed near the nominal, deviation between the estimated and obtained by the speed sensor decreases to 1,22%.

Keywords: Three-Phase Induction Motor, Vector-Control, *Sensorless*.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico no referencial genérico no eixo dq	23
Figura 2 – Acoplamento do motor de indução no referencial do fluxo rotórico.....	26
Figura 3 – Diagrama de esforços mecânicos do MIT	27
Figura 4 – Comportamento dinâmico do motor de indução trifásico	30
Figura 5 – Diagrama modificado do controle IFOC	34
Figura 6 – Controladores PI na malha de corrente.....	36
Figura 7 – Controlador PI na malha de velocidade	36
Figura 8 – Controlador PI na malha de fluxo rotórico	37
Figura 9 – Velocidade de referência e real do MIT com método IFOC	39
Figura 10 – Correntes no eixo direto e no eixo em quadratura sem distúrbio de carga	39
Figura 11 – Fluxo de referência e fluxo rotórico com método IFOC	40
Figura 12 – Diagrama das principais técnicas de estimação da velocidade rotórica.....	42
Figura 13 – Estrutura do sistema MRAS - Técnica dos fluxos rotóricos.....	43
Figura 14 – Estrutura MRAS implementada no Matlab	45
Figura 15 – Velocidade estimada em malha aberta	45
Figura 16 – Fluxos rotóricos do sistema MRAS	46
Figura 17 – Velocidade estimada e real com variação de carga.....	46
Figura 18 – Estrutura IFOC e estimador MRAS	47
Figura 19 – Velocidade estimada e velocidade real: Matlab®.....	48
Figura 20 – Variação da referência de velocidade: Matlab®.....	48
Figura 21 – Estimador de velocidade com distúrbio de carga: Matlab®.....	49
Figura 22 – Estimador MRAS conectado na estrutura IFOC.....	50
Figura 23 – Velocidade estimada no controle IFOC: Matlab®	50
Figura 24 – Velocidade rotórica com variação de referência de velocidade: Matlab®	51
Figura 25 – Estrutura da plataforma de acionamentos.....	53
Figura 26 – Fluxograma da implementação estimador MRAS no DSP.....	55
Figura 27 – Diagrama de blocos da unidade de processamento	56

Figura 28 – Velocidade no eixo do motor de indução e velocidade de referência: Controlador IFOC	57
Figura 29 – Velocidade estimada e velocidade no eixo: Plataforma de acionamentos	59
Figura 30 – Estimador de velocidade e velocidade real com variação da referência de velocidade: Plataforma de acionamentos	59
Figura 31 – Estimador de velocidade e velocidade real com distúrbio de carga: Plataforma de acionamentos	60
Figura 32 – Velocidade estimada no controle IFOC e velocidade real: Experimental	61
Figura 33 – Velocidade rotórica e velocidade real com variação de referência de velocidade: Experimental.....	62
Figura 34 – Velocidade estimada na malha IFOC e velocidade real com variação de carga.....	62
Figura 35 – Transformada de Clark: (a) Sistema Trifásico e (b) Sistema Bifásico Equivalente	69
Figura 36 – Transformada de Park: (a) Sistema Bifásico e (b) Sistema Pseudo- Estacionário	75
Figura 37 – Transformada de Park no referencial arbitrário	76
Figura 38 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico em um referencial genérico no eixo dq	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do Motor de Indução Trifásico.....	28
Tabela 2 – Componentes da plataforma de acionamentos	53

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CV	Cavalo Valor
DFOC	Controle de Campo Orientado Direto do inglês <i>Direct Field Oriented Control</i>
DSP	Processador Digital de Sinais do inglês <i>Digital Signal Process</i>
DTC	Controle Direto de Torque do inglês <i>Direct Torque Control</i>
FOC	Controle de Campo Orientado
HP	Cavalo de Potência do inglês <i>Horse Power</i>
IFOC	Controle de Campo Orientado Indireto do inglês <i>Indirect Field Oriented Control</i>
IGBT	Transistor Bipolar com Porta Isolada do inglês <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MRAS	Sistema Adaptativo por Modelo de Referência do inglês <i>Model Reference Adaptive System</i>
MIT	Motor de Indução Trifásico
Nm	Newton.metro
PI	Proporcional-Integral
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PWM	Modulação por Largura de Pulso do inglês <i>Pulse Width Modulation</i>
RMRAC	Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência
RPM	Rotação Por Minuto
SCR	Retificador Controlado por Silício do inglês <i>Silicon Controlled Rectifiers</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
V/f	Relação Escalar de Controle Tensão por Frequência
Wb	Webber

LISTA DE SÍMBOLOS

$(.)_{a, b, c}$	Variáveis referentes as fases “a”, “b” e “c”
$(.)_{d, q, 0}$	Coordenadas do eixo de referência direto, quadratura e zero
$(.)_{\alpha, \beta, 0}$	Coordenadas do eixo alfa, beta e zero
$(.)_{ds}$	Variável para o eixo direto do estator
$(.)_{qs}$	Variável para o eixo em quadratura do estator
$(.)_{dr}$	Variável para eixo direto do rotor
$(.)_{qr}$	Variável para eixo em quadratura do rotor
$(.)_n$	Variável nominal
$(.)_m$	Variável correspondente a mútua
$(.)_i$	Variável para ganho integral
$(.)_p$	Variável para ganho proporcional
$(.)^{*ref}$	Variável de referência
$(.)^{-1}$	Matriz Inversa
$(.)^t$	Matriz Transposta
$\alpha\beta$	Eixos alfa e beta da transformada de Clark
A, B	Matrizes que definem o modelo elétrico do motor
A_m, B_m	Matrizes que definem o modelo mecânico do motor
A/D	Conversor Analógico/Digital
B_n	Coefficiente de atrito
C_n	Conjugado nominal
dq	Eixos direto e em quadratura da transformada de Park
D/A	Conversor Digital/Analógico
e_{ids}, e_{iqs}	Erro do controlador de correntes
$e_{\lambda dr}$	Erro do controlador de fluxo
$e_{\omega r}$	Erro do controlador de velocidade
$E(s)$	Entrada de um controlador
F	Força magnetomotriz
$G_c(s)$	Função de Transferência do Controlador PI
I_{cc}	Corrente do Barramento CC
$i^*_{a,b,c}$	Correntes discretizadas das fases “a”, “b”, “c”
I/O	<i>Input/Output</i>

J	Momento de Inércia
N_{pp}	Número de Pares de Polos
s	Operador de Laplace
σ	Constante de Dispersão
T_e	Conjugado Eletromagnético
T_s	Tempo de discretização
τ_d	Torque da carga (distúrbio de torque)
\mathbf{u}	Vetor de entradas do modelo elétrico
\mathbf{u}_m	Vetor de entradas do modelo mecânico
$U(s)$	Saída do Controlador
ω	Velocidade do sistema de referência
ω_r	Velocidade rotórica
ω_{rest}	Velocidade rotórica estimada
ω_{rec}	Velocidade rotórica estimada com compensação de erro sistemático
\mathbf{X}	Vetor de estados do modelo elétrico
\mathbf{x}_m	Vetor de estados do modelo mecânico
z	Operador da Transformada z
λ_{dref}	Fluxo direto do modelo de referência – MRAS
λ_{dest}	Fluxo direto do modelo adaptativo – MRAS
λ_{qref}	Fluxo em quadratura do modelo de referência – MRAS
λ_{qest}	Fluxo em quadratura do modelo adaptativo – MRAS
θ	Posição do sistema de referência
θ_{est}	Posição estimada do sistema de referência
θ_r	Posição do rotor
θ_{r_est}	Posição estimada do rotor
$\boldsymbol{\varphi}_s$	Vetor de fluxo estatóricos
$\boldsymbol{\varphi}_{s\alpha\beta 0}$	Vetor de fluxos estatóricos em $\alpha\beta 0$
$\boldsymbol{\varphi}_{sdq 0}$	Vetor de fluxos estatóricos em dq0
$\boldsymbol{\varphi}_r$	Vetor de fluxo rotóricos
$\boldsymbol{\varphi}_{r\alpha\beta 0}$	Vetor de fluxos rotóricos em $\alpha\beta 0$
$\boldsymbol{\varphi}_{rdq 0}$	Vetor de fluxos rotóricos em dq0

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	16
1.1 REVISÃO DA LITERATURA	17
1.2 JUSTIFICATIVA E MOTIVAÇÃO	19
1.3 OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS	20
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	21
2. MODELAGEM E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	22
2.1 MODELO DO MOTOR NO REFERENCIAL GENÉRICO.....	22
2.2 MODELO MECÂNICO DO MOTOR.....	26
2.3 SIMULAÇÃO DO MODELO DO MOTOR.....	28
2.4 ESTRATÉGIAS DE ACIONAMENTOS E CONTROLE DO MIT.....	30
2.4.1 CONTROLE ESCALAR.....	31
2.4.2 CONTROLE VETORIAL.....	32
2.4.2.1 Controladores de Corrente.....	35
2.4.2.2 Controlador de Velocidade.....	36
2.4.2.3 Controlador de Fluxo Rotórico.....	37
2.5 SIMULAÇÃO DO CONTROLE IFOC – MATLAB®.....	38
2.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	40
3. ESTIMADOR DE VELOCIDADE	41
3.1 ESTIMADORES DE VELOCIDADE MRAS	41
3.2 ACIONAMENTO EM MALHA ABERTA COM ESTIMADOR MRAS	42
3.3 CONTROLADORES IFOC E ESTIMADOR MRAS	47
3.4 ESTIMADOR MRAS NA MALHA DE VELOCIDADE IFOC	49
3.5 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	51
4. PLATAFORMA DE ACIONAMENTOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS ...	52
4.1 PLATAFORMA DE ACIONAMENTOS	52

4.1 PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS – UNIDADE DE CONTROLE	54
4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONTROLADORES DO MOTOR	56
4.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	63
5. CONCLUSÃO.....	64
REFERÊNCIAS.....	67
ANEXOS	69
ANEXO I – TRANSFORMADAS DE CLARK E PARK.....	69
A.I.1 TRANSFORMADA DE CLARK	69
A.I.2 – TRANSFORMADAS DE PARK.....	74
ANEXO II – MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	77
A.II.1 REFERENCIAL GENÉRICO.....	77
A.II.2 REFERENCIAL NO FLUXO ROTÓRICO	84

1. INTRODUÇÃO

O crescente avanço tecnológico e o desenvolvimento das técnicas de processamento da energia elétrica, têm possibilitado uma redução dos custos de muitos equipamentos e sistemas, tornando-os acessíveis a uma quantidade maior de consumidores. Estes fatores, associados aos conceitos de automação industrial e de eficiência energética adotados pela indústria, impulsionou o desenvolvimento de sistemas de acionamentos em Corrente Alternada (CA) de alto desempenho. Esses sistemas praticamente substituíram os sistemas em acionamentos em Corrente Contínua (CC).

Dentro deste contexto, os motores de indução trifásicos (MIT) com rotor do tipo gaiola de esquilo, tornaram-se atrativo e o mais utilizado nas indústrias, comparados aos motores de corrente contínua, devido sua simplicidade, robustez, baixo custo, menor relação peso/potência e baixa manutenção (BIM, 2009). Contudo, um longo caminho foi percorrido para que os motores de indução fossem as máquinas mais utilizadas pela indústria, pois devido ao alto acoplamento entre as variáveis do estator e rotor, as características não-lineares e as estruturas multivariáveis limitaram por um grande período suas aplicações.

Atualmente, o estágio no desenvolvimento da tecnologia de acionamentos de motores de indução encontra-se estável, passando por um processo de evolução que ocorreu em quatro principais estágios. O primeiro, a evolução da própria máquina de indução, o segundo o desenvolvimento da eletrônica de potência, o terceiro o avanço das teorias de controle aplicadas ao MIT e o quarto a evolução da microeletrônica relativo ao desenvolvimento dos processadores digitais.

Com o avanço dos processadores digitais, nas últimas décadas, têm sido publicadas várias propostas de controle de velocidade sem a utilização de sensores mecânicos. Contudo, ainda existe o desafio de tornar o desempenho dinâmico dos sistemas de acionamentos *sensorless* semelhantes aos que utilizam sensores mecânicos.

1.1 REVISÃO DA LITERATURA

Após a descoberta de Michael Faraday do fenômeno de indução eletromagnética, foi desenvolvida a primeira máquina de indução que não necessitava de contatos entre estator e rotor (escovas) para o seu funcionamento. Esta foi desenvolvida por Nikola Tesla, em 1888, e iniciou um processo que iria revolucionar a distribuição e o consumo de energia elétrica em corrente alternada. Do final do século XIX até os anos de 1970 houve um desenvolvimento contínuo da qualidade do aço, das técnicas de fundição e da forma construtiva do motor de indução (CHAPMAN, 1999). Com esses avanços resultaram na diminuição significativamente na relação peso/potência e, portanto, diminuindo os custos de produção. Contudo, esses avanços não primavam pela melhoria da eficiência energética da máquina.

Em meados da década de 70, ocorre a crise do petróleo, onde as nações produtoras começaram a regular o escoamento da produção petrolífera por conta de sua natureza não renovável. Em consequência disso, foram propostas diversas alterações no projeto de MIT visando aumento no rendimento (CHAPMAN, 1999).

A indústria tem investido no desenvolvimento de sistemas de acionamentos CA utilizando dispositivos de estado sólido, com a necessidade do aumento da produtividade e da melhoria da qualidade dos produtos, associadas à crescente preocupação com a eficiência energética.

Historicamente, os motores CA eram utilizados em aplicações com velocidades fixas, posteriormente com velocidades variáveis. Entre esses, pode-se destacar a simples partida direta, o uso de um variador mecânico de velocidade, a partida suave e o controle escalar ou vetorial aplicando conversores estáticos CA/CC/CA ou CC/CA.

O desenvolvimento de conversores eletrônicos utilizados no acionamento de motores inicia-se na metade do século XX com o surgimento do retificador controlado por silício (SCR – *Silicon Controlled Rectifiers*) (LIPO, 1988). O início dos dispositivos semicondutores de potência marca uma revolução na tecnologia de acionamentos elétricos.

Embora a eletrônica de potência indicasse avanços desde a década de 70, a teoria de controle para máquinas assíncronas ainda necessitava de

ferramentas sofisticadas de desempenho, para que o sistema de acionamentos de máquinas CA pudesse igualar aos sistemas de acionamentos em máquinas CC. Neste mesmo período, foram desenvolvidas as bases teóricas para as técnicas de controle vetorial. Proposto na Alemanha por (BLASCHE, 1972), esse princípio possibilita o controle de campo e do torque do motor de indução de modo independente. Com isso, sistemas com MIT controlado vetorialmente têm um desempenho semelhante aos sistemas com motores CC. No entanto, neste período não foi possível a implementação desse controlador, devido a carência de dispositivo de processamento de sinal, viável para executar as operações matemáticas em tempo real.

Na década de 80, com o desenvolvimento dos microcontroladores e microprocessadores, tornou-se possível a implementação das teorias de controle vetorial em sistemas de acionamentos CA.

A evolução do acionamento de máquinas, seguindo o conceito de controle por campo orientado, dividiu-se em controle por campo orientado direto (DFOC) e controle por campo orientado indireto (IFOC). Na técnica DFOC, é realizado a estimação ou medição de fluxo rotórico para sua posterior realimentação. Esta técnica possibilita que o fluxo e o torque possam ser controlados de forma independente. Na técnica IFOC, são aplicadas as equações do motor de indução para calcular o escorregamento entre o campo magnético do estator e do rotor. Calculado o escorregamento, e com o valor da velocidade rotórica, obtém-se a velocidade do sistema de referência, sendo possível o desacoplamento das correntes de alimentação do motor e as controlar independentemente. Esta técnica consiste no alinhamento dos eixos de referência direto (d) e quadratura (q) ao fluxo rotórico. Essa estrutura tipicamente necessita de um sensor de velocidade para sua operação. Seu uso requer circuitos e contatos mecânicos adicionais, podendo ser possíveis fontes de ruídos que comprometam o sistema de acionamento. Além disso, em baixas potências até 5 kW o custo de um sensor de velocidade, equiparasse o custo de um motor de indução. Com isso, existe um grande interesse científico e industrial no desenvolvimento de sistemas de acionamentos de alto desempenho com MIT que não necessitem de sensor de velocidade ou de posição para sua operação.

Diante do crescente desenvolvimento dos processadores digitais de sinais e o seu baixo custo, a possibilidade de substituição de sensores mecânicos por

algoritmos capazes de estimar a velocidade rotórica, passou a ser comercialmente possível. Além disso, a não utilização desses dispositivos, apresenta redução da relação custo/benefício, redução de hardware em acionamentos de máquinas elétricas, eliminação de cabos com sensores reduzindo a imunidade a ruídos (HOLTZ, 2002).

Dentre as técnicas de controle *sensorless* utilizadas a partir da década de 90, uma que se destaca é o Sistema Adaptativo por Modelo de Referência (MRAS – *Model Reference Adaptive System*) (SCHAUDER, 1992), (PENG, 1994), devido sua simplicidade e eficiência. Esse esquema é fundamentado em dois modelos, um independente (referência) e outro dependente (adaptativo) da velocidade rotórica, quando o erro entre os modelos é nulo, a velocidade observada converge para a velocidade medida. Essa técnica foi considerada na abordagem deste trabalho.

1.2 JUSTIFICATIVA E MOTIVAÇÃO

Recentemente, diversas publicações apresentam direcionamento para servomecanismos de motor de indução com maior desempenho utilizando técnicas de controle vetorial.

Os métodos de controle vetorial que mais se destacam são: DFOC, IFOC e o controle direto de torque (DTC). O controle IFOC utiliza a estimação de fluxo rotórico baseado no modelo matemático do motor de indução e apresenta vantagens em relação ao DFOC e DTC pela possibilidade de trabalhar em diversas faixas de velocidade e por apresentar maior robustez que o DFOC (HAFFNER, 1998). Desta maneira, será utilizada a metodologia de controle IFOC neste trabalho.

A estrutura de controle IFOC requer o conhecimento da velocidade do rotor da máquina e, portanto, essa necessita de um sensor de velocidade para sua operação. Seu uso implica em circuitos e contatos mecânicos adicionais, sendo possível fonte de ruído que deterioram o sistema de acionamento, ou o conhecimento da velocidade pode ser obtido por um estimador. Assim, neste trabalho pretende-se analisar e implementar, técnica de controle de velocidade *sensorless* aplicados a motores de indução trifásicos.

Adicionalmente, o trabalho é motivado também para aprofundamento no tema que teve início como pesquisa de iniciação científica na UTFPR – PB, que tem sido realizada desde o ano de 2011, onde primeiramente abordou-se estudos sobre máquinas elétricas, mais especificamente MIT. Além disso, foram estudadas neste período transformadas de Clark ($\alpha\beta 0$) e Park ($dq0$), simulação em Matlab® da dinâmica do MIT, uso de filtros e controladores digitais e microcontroladores para fins de controle de máquinas elétricas. Outra motivação pertinente a este trabalho, foi a experiência obtida na montagem de protótipos, como a plataforma de acionamentos de máquinas elétricas.

1.3 OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS

O objetivo deste trabalho é analisar, propor e implementar uma estratégia de controle de velocidade sem o uso de sensores mecânicos. O sistema deve apresentar rápida resposta a variações da velocidade de referência e distúrbio de carga.

Tem-se como objetivos específicos do trabalho proposto:

- Análise na literatura da técnica de controle *sensorless*, determinando o modelo matemático do MIT;
- Realizar simulações em *software* PSIM e Matlab®, para estimativa da velocidade utilizando técnicas *sensorless*;
- Implementar os controladores IFOC em conjunto com a técnica escolhida para estimar a velocidade, realizando a análise em malha aberta e malha fechada;
- Implementar o algoritmo realizado em simulação para o DSP - TMS320F28069 e realizar teste na plataforma de acionamentos de máquinas elétricas;
- Analisar o desempenho da estimativa da velocidade em conjunto com a técnica de controle IFOC e comparar com resultados obtidos com sensores mecânicos e simulações.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho é apresentado como segue: no primeiro capítulo foi apresentada a introdução com a motivação do estudo proposto. No segundo capítulo, são apresentados modelos do motor de indução trifásico com o rotor do tipo gaiola de esquilo. É também apresentado o controlador IFOC, com a discretização dos controladores de fluxo, velocidade e correntes, onde é realizado a validação do sistema em malha aberta e em malha fechada. No terceiro capítulo é apresentado o estimador de velocidade, utilizando a técnica de estimação MRAS, através da técnica dos fluxos rotóricos, sendo apresentados resultados de simulação. No quarto capítulo é apresentado a plataforma de acionamento, mostrando também o DSP utilizado, na qual são obtidos os resultados experimentais. É apresentado também uma compensação de erros constantes, para que a velocidade estimada pudesse ser conectada na malha de controle IFOC. No quinto capítulo estão apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2. MODELAGEM E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Neste capítulo é apresentado uma análise do motor de indução trifásico com a modelagem elétrica e mecânica simplificada. Também é apresentado o controle vetorial IFOC, detalhando sua estrutura. Em anexo encontra-se a dedução completa da modelagem elétrica, também contendo as transformadas de Clark e Park, onde são formas alternativas de representar um sistema trifásico em um sistema equivalente bifásico desacoplado, através da mudança do sistema de referência.

2.1 MODELO DO MOTOR NO REFERENCIAL GENÉRICO

A implementação de técnicas de controle requer um modelo matemático adequado que represente com certa fidelidade o sistema proposto.

Para que seja possível a implementação do método de controle IFOC, é necessária a modelagem matemática do motor de indução trifásico. Nesta modelagem, as variáveis trifásicas passam por uma mudança de referencial para um sistema bifásico ortogonal, conforme (CÂMARA, 2007). Essas mudanças permitem que as variáveis girantes no tempo sejam tratadas como estacionárias. Com base na fundamentação e nos equacionamentos de máquinas elétricas feitos por (KRAUSE, 1986), (CÂMARA, 2007), (BARBI, 1984), (MARTINS, 2006), é descrito de forma sucinta o princípio de funcionamento do MIT e as equações principais do modelo elétrico e mecânico.

No motor de indução, o campo magnético do estator e do rotor giram em velocidade diferentes. Sendo assim, é necessário referenciar as variáveis estatóricas e rotóricas no mesmo sistema de referência.

A Figura 1 apresenta o circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico gaiola de esquilo em um referencial genérico, pode-se assim obter o equacionamento do sistema, apresentado na equação (1):

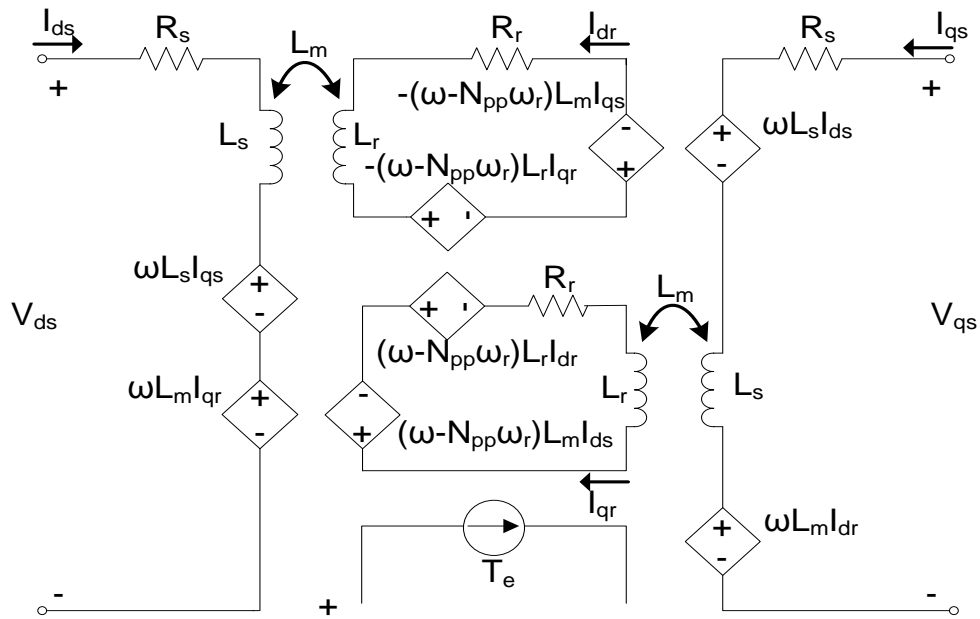


Figura 1 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico no referencial genérico no eixo dq

Fonte: Adaptado de (CÂMARA, 2007).

Considerando um sistema de referência arbitrário ω , as tensões do motor de indução trifásico tipo gaiola de esquilo são dadas por:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & -L_s \omega & sL_m & -L_m \omega \\ L_s \omega & R_s + sL_s & L_m \omega & sL_m \\ sL_m & -L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & R_r + sL_r & -L_r(\omega - N_{pp}\omega_r) \\ L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & sL_m & L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & R_r + L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde s é o operador de *Laplace* indicando derivação da variável, N_{pp} representa o número de pares de pólos da máquina, R_s é a resistência estatórica e R_r é a resistência rotórica, L_s, L_r e L_m são indutâncias estatóricas, rotóricas e mútua, respectivamente. Ainda, ω representa a velocidade do sistema de referência. Neste caso o referencial é genérico e ω_r a velocidade rotórica. V_{ds}, V_{qs}, V_{dr} e V_{qr} são as tensões nos eixos dq estatóricas e rotóricas, respectivamente. As correntes nos eixos dq são dadas por $I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}$, respectivamente.

Na equação (1), as componentes de sequência zero não são representadas, pois seu valor é nulo para sistema equilibrado.

Com o desenvolvimento da modelagem do MIT, é possível obter termos comuns facilitando o equacionamento, sendo apresentados nas equações (2), podendo ser analisado com mais detalhes no Anexo II.

$$\begin{aligned} a_0 &= L_s L_r - L_m^2, \quad a_1 = R_s L_r / a_0, \quad a_2 = L_m^2 / a_0, \quad a_3 = R_r L_r / a_0, \quad a_4 = L_r L_m / a_0, \\ a_5 &= L_r / a_0, \quad a_6 = R_s L_m / a_0, \quad a_7 = L_s L_m / a_0, \quad a_8 = R_r L_s / a_0, \quad a_9 = L_s L_r / a_0, \\ a_{10} &= L_m / a_0 \end{aligned} \quad (2)$$

O conjugado eletromagnético T_e é responsável pelo acoplamento entre o modelo elétrico e o modelo mecânico do motor, sendo representado pela equação (3)

$$T_e = N_{pp} L_m (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (3)$$

Isolando as variáveis que apresentam derivadas e em função dos termos comuns, é possível obter as seguintes equações (4-7). Uma análise mais detalhada é apresentada no Anexo II.

$$\dot{I}_{ds} = -a_1 I_{ds} + (\omega + N_{pp} \omega_r a_2) I_{qs} + a_3 I_{dr} + N_{pp} \omega_r a_4 I_{qr} + a_5 V_{ds} \quad (4)$$

$$\dot{I}_{qs} = -(\omega + N_{pp} \omega_r a_2) I_{ds} - a_1 I_{qs} - N_{pp} \omega_r a_4 I_{dr} + a_3 I_{qr} + a_5 V_{qs} \quad (5)$$

$$\dot{I}_{dr} = a_6 I_{ds} - N_{pp} \omega_r a_7 I_{qs} - a_8 I_{dr} + (\omega - N_{pp} \omega_r a_9) I_{qr} - a_{10} V_{ds} \quad (6)$$

$$\dot{I}_{qr} = a_6 I_{qs} + N_{pp} \omega_r a_7 I_{ds} - a_8 I_{qr} - (\omega - N_{pp} \omega_r a_9) I_{dr} - a_{10} V_{qs} \quad (7)$$

As equações (4-7) podem ser representadas em forma de espaço de estados, como na equação (8), que posteriormente podem ser utilizadas como modelo para projeto dos controladores, em um referencial genérico do motor de indução

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (8)$$

O vetor de estado \mathbf{x} na equação (9) e o vetor de entrada \mathbf{u} na equação (10)

$$[\mathbf{x}] = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr}]^T \quad (9)$$

$$[\mathbf{u}] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T \quad (10)$$

O modelo elétrico do motor no referencial genérico é utilizado para obter-se o modelo no referencial no fluxo rotórico. É conveniente realizar essa mudança de referencial, pois ao alinhar o fluxo rotórico com o eixo direto, o vetor de fluxo λ_r passa a ser igual a componente λ_{dr} , conseqüentemente a componente λ_{qr} passa a ser nulo, diminuindo o equacionamento. Com isso é possível simplificar as equações de correntes em função dos fluxos, conforme apresentado nas equações (11-12)

$$I_{dr} = \frac{\phi_{dr} - L_m I_{ds}}{L_r} \quad (11)$$

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} I_{qs} \quad (12)$$

Substituindo as equações (11-12) na equação (3), tem-se a equação do conjugado elétrico no referencial do fluxo rotórico, dado pela equação (13)

$$T_e = L_m \frac{\phi_{dr}}{L_r} I_{qs} \quad (13)$$

Considerando a equação do fluxo rotórico no eixo direto em regime permanente e para uma corrente I_{ds} constante, apresenta-se a equação (14)

$$\phi_{dr} = L_m I_{ds} \quad (14)$$

Reescrevendo a equação (13), com a substituição da equação (14) em função das correntes e indutância para N_{pp} pares de pólos, tem-se a equação (15)

$$T_e = \frac{N_{pp} I_{ds} I_{qs} L_m^2}{L_r} \quad (15)$$

A Figura 2 apresenta um modelo mais simplificado do motor de indução, para apresentar o acoplamento do sistema, onde as variáveis de entrada são V_{ds} e V_{qs} e as variáveis de saída I_{ds} e I_{qs} . Neste modelo observa-se, a dependência da velocidade do sistema de referência e das correntes I_{ds} e I_{qs} gerando um acoplamento entre os eixos dq . Os controladores de correntes apresentados na sequência com a estrutura IFOC (*Indirect Field Oriented Control*), apresentarão as tensões V_{ds} e V_{qs} sendo impostas de forma independente com a atuação dos controladores PI, para compensar o acoplamento entre os eixos (CÂMARA, 2007).

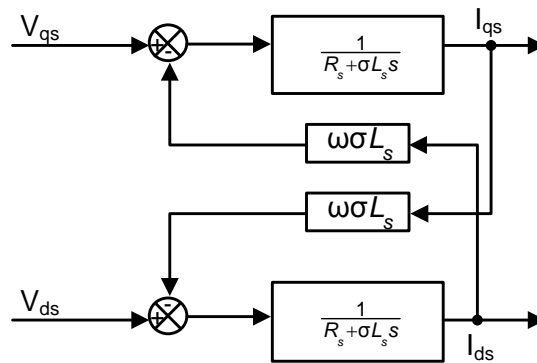


Figura 2 – Acoplamento do motor de indução no referencial do fluxo rotórico

Fonte: Adaptado de (CÂMARA, 2007).

Além do modelo elétrico do motor, é necessário o modelo mecânico para realizar a simulação do sistema.

2.2 MODELO MECÂNICO DO MOTOR

Para a modelagem mecânica são consideradas as variáveis do rotor, representado pela equação (16).

$$T_m = T_e - \tau_d = J \dot{\omega}_r + B_r \omega_r \quad (16)$$

onde T_m , τ_d , J , B_n e ω_r representam respectivamente, o torque mecânico, torque da carga (distúrbio de torque), o momento de inércia (incluindo a inércia da carga), o coeficiente de atrito e a velocidade angular rotórica, apresentado na Figura 3.

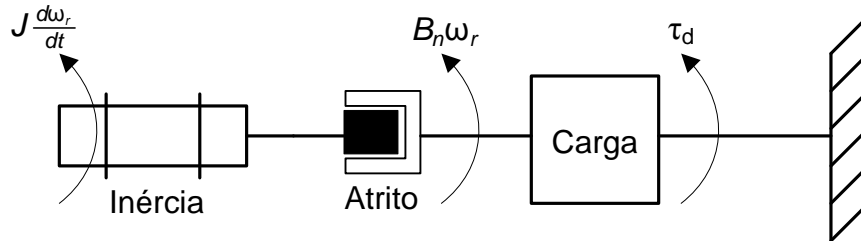


Figura 3 – Diagrama de esforços mecânicos do MIT

A variação do ângulo de posição do rotor em relação ao estator $\dot{\theta}_r$ é igual a velocidade rotórica ω_r . A equação dinâmica da posição pode ser escrita conforme a equação (17)

$$\dot{\theta}_r = \omega_r \quad (17)$$

Contudo, as equações (16-17), podem ser escritas na forma de espaço de estado, conforme a equação (8). Portanto, as variáveis de estado e a entrada do sistema mecânico são apresentadas na equações (18-19), respectivamente.

$$\mathbf{x}_m = \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{u}_m = \begin{bmatrix} T_e \\ \tau_d \end{bmatrix} \quad (19)$$

As matrizes do sistema \mathbf{A}_m e \mathbf{B}_m , podem ser escritas a partir das equações (16-17), apresentadas na equações (20-21)

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} -\frac{B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ J & J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

e representando-se na forma de espaço de estado tem-se a equação (22)

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ J & J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_e \\ \tau_d \end{bmatrix} \quad (22)$$

2.3 SIMULAÇÃO DO MODELO DO MOTOR

Os parâmetros do motor utilizados para a simulação estão descritos na tabela 1, onde foram obtidos através de informações do fabricante e também a partir de ensaios experimentais.

Tabela 1 – Parâmetros do Motor de Indução Trifásico

Parâmetro	Símbolo	Valor/Unidade
Número de Pares de Polos	N_{pp}	2
Tensão Nominal	V_n	220 V
Corrente Nominal	I_n	11,1 A
Potência Nominal	P_n	4 CV
Conjugado Nominal	C_n	16,7 N.m
Fluxo Concatenado	λ_n	0,7 Wb
Velocidade Nominal	ω_n	1715 rpm
Indutância Própria do Estator	L_s	171 mH
Indutância Própria do Rotor	L_r	171 mH
Indutância Mútua	L_m	163 mH
Resistência do Estator em Regime Permanente	R_s	1,720 Ω
Resistência do Rotor em Regime Permanente	R_r	1,237 Ω
Momento de Inércia	J	0,0105 kgm ²
Coefficiente de Atrito	B_n	0,02 Nm.s/rad

Para realizar a validação da modelagem do motor de indução no referencial do fluxo rotórico e a modelagem mecânica, como apresentado nas seções 2.1 e 2.2 foi imposta a tensão V_{ds} mantida constante em 150V e a tensão V_{qs} em 275V. Esses valores de tensão nos eixos dq foram correspondentes para atingir a tensão nominal trifásica, obtendo a velocidade de 1795 rotações por minuto (rpm) (a vazio) e 0,7 Wb de fluxo rotórico.

A Figura 4 ilustra o desempenho dinâmico do motor de indução trifásico, em malha aberta, a partir da modelagem matemática e os parâmetros obtidos. A tensão trifásica nos terminais da máquina é apresentada na Figura 4(a) com valor de pico de 220 V. As tensões de eixo direto V_d e tensão no eixo em quadratura V_q , são apresentadas da Figura 4(b). Na Figura 4(c) apresenta a corrente trifásica, na qual se observa em $t = 1,7s$ ocorre um aumento de corrente, isto se deve o acréscimo de carga no sistema neste instante. As correntes no eixo direto e no eixo em quadratura são apresentadas na Figura 4(d).

A resposta mecânica é ilustrada na Figura 4(e), a velocidade rotórica atinge a vazio aproximadamente 1800 rpm, com acréscimo de carga a velocidade tende a diminuir, podendo ser analisado no instante de 1,7s, onde tem-se uma velocidade de 1715 rpm.

O conjugado eletromagnético é apresentado na Figura 4(f), onde pode-se observar na partida um conjugado elevado, no instante de 1,7s ocorre um degrau de carga de 16,7 N.m.

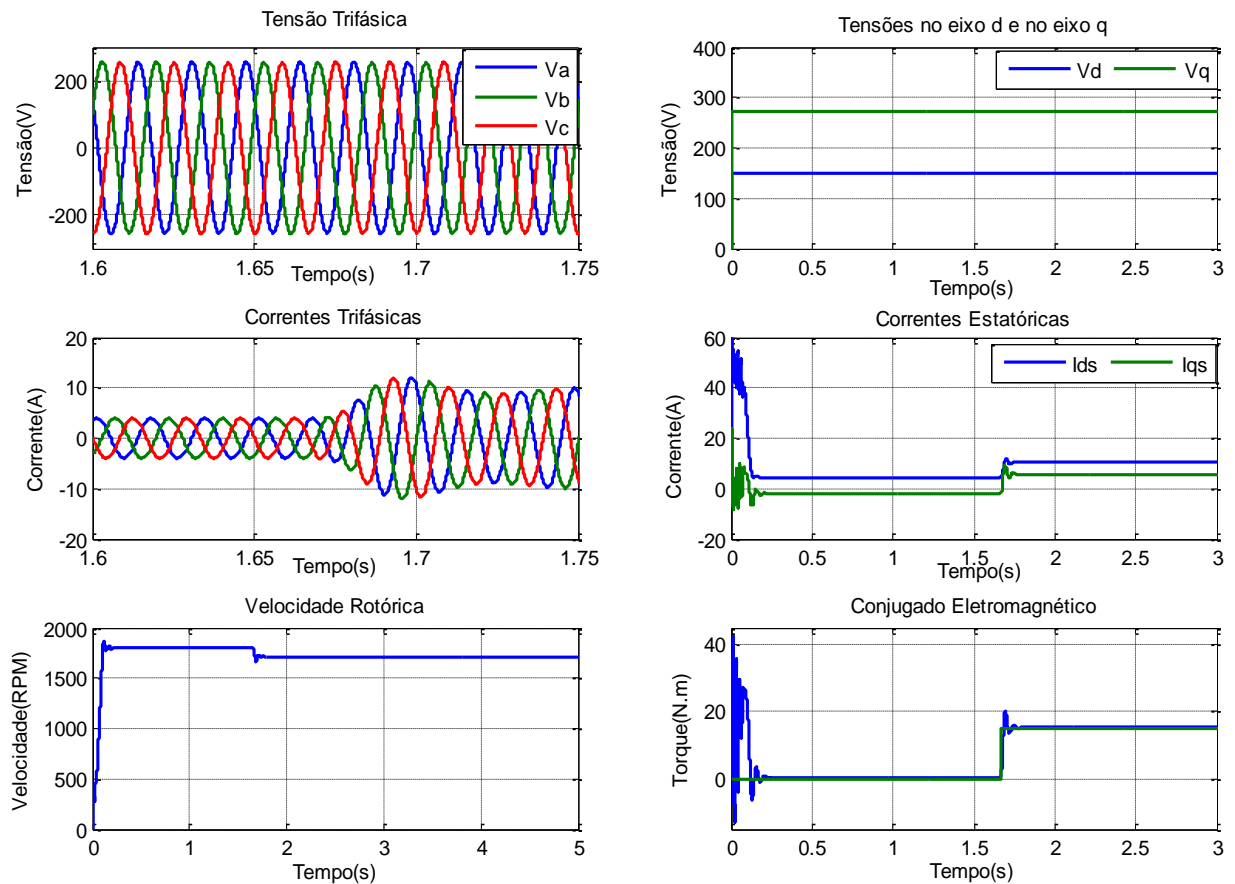


Figura 4 – Comportamento dinâmico do motor de indução trifásico

O acionamento do motor pode ser realizado em malha aberta ou fechada como descrito na próxima seção.

2.4 ESTRATÉGIAS DE ACIONAMENTOS E CONTROLE DO MIT

Os acionamentos para motores de indução trifásicos podem ser realizados, por diversos métodos considerando-se a aplicação e a otimização do consumo de energia. Entre esses, pode-se destacar a partida direta, sistema de partida no qual o motor recebe, nos seus terminais a plena tensão no instante inicial. O motor pode partir a plena carga, com corrente elevando-se de 4 a 8 vezes a corrente nominal. O conjugado na partida atinge aproximadamente 1,5 vezes o conjugado nominal. Outro método bastante difundido é a partida estrela-triângulo, inicialmente é configurada uma ligação estrela até que este alcance uma velocidade próxima da velocidade em regime, quando então esta conexão é desfeita e

executada a ligação triângulo, chegando a reduzir a corrente de partida em cerca de 33% da partida direta. A partida compensadora também é comum, utilizada normalmente para motores acima de 15 CV (cavalo vapor), sendo utilizado um autotransformador trifásico com várias derivações a regular o processo na partida. As derivações, normalmente encontradas nos autotransformadores de chaves compensadoras são de 50%, 65% e 80% (SOUZA, 2009). Esses acionamentos tradicionais, não tem uma precisão de acionamento e controle de velocidade, quando trata-se de otimização ou eficiência energética.

Quando deseja-se precisão no acionamento e controle de velocidade, as principais estratégias são: controle escalar ou tensão/frequência (V/f) e controle vetorial.

2.4.1 CONTROLE ESCALAR

O controle escalar do motor de indução consiste em manipular a magnitude das grandezas de tensão e frequência para realizar o acionamento do motor, mantendo o fluxo constante no entreferro através da relação tensão/frequência (V/f). Para valores de frequências maiores que o nominal a tensão é mantida constante no valor nominal, portanto, a relação V/f é alterada. Essa região de operação é chamada de região de enfraquecimento de campo. Apesar deste tipo de controle apresentar baixo desempenho dinâmico, isto é, baixa resolução de velocidade e lenta resposta de torque é ainda utilizado pela indústria em diversas aplicações devido sua fácil implementação. A vantagem desse método é de não necessitar da medição de velocidade (NASH, 1997). Por outro lado, não há como garantir que a velocidade real, encontra-se na velocidade desejada, sem o uso de um equipamento externo.

Este acionamento é realizado normalmente em malha aberta, na qual distúrbios de torque e velocidade, não são compensados. Em aplicações que exigem controle mais preciso de velocidade, torque ou posição é utilizado o controle vetorial.

2.4.2 CONTROLE VETORIAL

O controle vetorial difere do controle escalar, pois manipula a magnitude e a orientação das grandezas de tensão, corrente e fluxo magnético do motor. Esse controle apresenta um alto desempenho, tanto em regime transitório como em regime permanente. Isso deve-se ao fato do controle independente de conjugado elétrico e do fluxo (BARBI, 1984). Porém, essa técnica necessita da posição do fluxo rotórico, tornando-se difícil obtenção em algumas máquinas. Uma alternativa é utilizar estimador de fluxo baseado no modelo vetorial da máquina. Através de aquisição de sinais de tensão e corrente nos enrolamentos da máquina, é possível estimar essa variável.

Conforme (GASTALDINI, 2008), na literatura existem três formas de controle vetorial na qual destacam-se o controle de campo orientado direto (DFOC – *Direct Field Oriented Control*), controle direto de torque (DTC – *Direct Torque Control*) e controle de campo indireto indireto (IFOC – *Indirect Field Oriented Control*).

O DFOC utiliza a medição ou estimação de fluxo estatórico e rotórico orientado sobre o eixo direto. O maior problema neste controlador, está atrelado a restrição em instalar sensores para a medição de fluxo, sendo mais útil a estimação do mesmo. Em diversos casos, a realimentação do fluxo no controle apresenta ruídos, prejudicando o desempenho do controlador principalmente nas baixas frequências, problemas de estimação devido à baixa excitação.

O controle direto de torque (DTC – *Direct Torque Control*) pode ser implementado utilizando dois controladores por histerese do fluxo e torque. Através do erro entre o ângulo do fluxo do estator e do rotor é gerado um vetor de chaveamento no inversor para manter o torque no valor desejado. Assim, essa técnica proporciona controlar diretamente e independentemente o torque e o fluxo, selecionando o modo ótimo de comutação do inversor através da seleção dos vetores de tensão estatórica.

O controle DTC diferencia do controle de campo orientado (FOC), pois é baseado no controle de ciclo limite do fluxo e torque. A tensão estatórica ótima é determinada através de uma tabela de comutação. Esta tabela é organizada

selecionando os melhores vetores de tensão de forma a se ter uma rápida resposta ao torque, assim como minimizar as perdas de comutação (GASTALDINI, 2008).

A técnica de controle IFOC, considera que o vetor do fluxo rotórico encontra-se alinhado ao eixo direto, de forma que seja nulo o fluxo rotórico de quadratura $\lambda_{qr} = 0$. Conforme (GIMÉNEZ, 1995), as equações do motor de indução são aplicadas para calcular o escorregamento entre o campo magnético do estator e do rotor. Com este valor é adicionado a velocidade medida do rotor obtendo a velocidade do sistema de referência. Isto possibilita desacoplar as correntes de alimentação do motor e as controlar independentemente. Como todo controle vetorial o IFOC apresenta sua desvantagem, com relação a dependência entre o cálculo do escorregamento e a variação da constante de tempo do motor que varia conforme a temperatura. Contudo, o IFOC apresenta menor ruído e tem por natureza uma característica robusta em relação ao DFOC por utilizar a corrente estatórica na realimentação do sistema.

Com base no modelo elétrico do MIT referenciado no fluxo rotórico descrito anteriormente e o sistema modificado proposto por (SOUZA; ARAGÃO FILHO ; SOUSA, 2007), é apresentado na Figura 5 a estrutura IFOC, onde os valores de tensão V_{ds} e V_{qs} aplicados ao motor são obtidos através de dois controladores do tipo Proporcional-Integral PI_1 e PI_2 . A sintetização da tensão de referência aplicada ao motor pode ser realizada pela técnica de modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*).

Os controladores de corrente utilizam os erros e_{lds} e e_{lqs} , respectivamente. A corrente de referência I_{ds}^* é gerada pelo erro de fluxo rotórico através do controlador PI_3 e a corrente de referência I_{qs}^* é gerada pelo erro de velocidade rotórica, onde atua o controlador PI_4 . Os controladores PI_1 e PI_2 são sintonizados para serem significativamente mais rápidos que os controladores PI_3 e PI_4 , de forma que se possa considerar as variáveis entradas com valor praticamente constante.

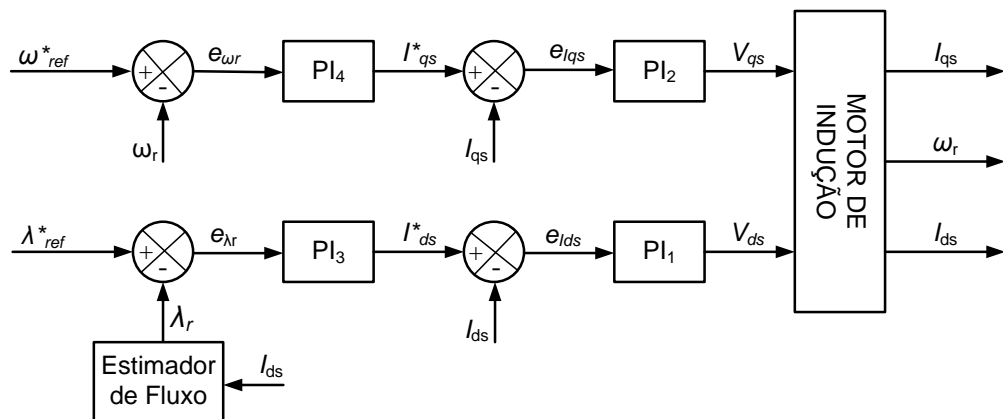


Figura 5 – Diagrama modificado do controle IFOC

As malhas de controle IFOC são compostas por quatro controladores PI que mantêm as variáveis de correntes, velocidade e fluxo seguindo as referências impostas. Para que esses controladores possam ser implementados para fins de simulação e implementação em microcontroladores, faz-se necessário realizar a discretização dos mesmos. Existem diversos métodos para realizar a equivalência entre os equacionamentos de sistemas dinâmicos no domínio contínuo para o discreto. O método de aproximação utilizado, foi o *backward approximation*, uma vez estável no plano s a equivalência para o plano z é garantido, pois a região de convergência do semi-plano esquerdo em s encontra-se dentro do círculo unitário no plano z .

O controlador PI $G_c(s)$ pode ser descrito utilizando a função de transferência entre o sinal de entrada $E(s)$ (sinal de erro) e o sinal de saída $U(s)$, como apresenta a equação (23):

$$\frac{U(s)}{E(s)} = G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (23)$$

O operador de *Laplace* 's' na equação (23), será substituído utilizando o método de discretização *backward* como apresenta na equação (24):

$$s = \frac{z-1}{T_s z} \quad (24)$$

onde T_s é o tempo de discretização e z é o operador da transformada Z. Com isso reescrevendo a equação (23), tem-se a equação (25).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i T_s z}{z-1} \quad (25)$$

Reescrevendo a equação (25) para a forma recursiva tem-se a equação (26),

$$u[k] = u[k-1] + (K_p + K_i T_s)e[k] - K_p e[k-1] \quad (26)$$

A lei de controle base para os controladores de corrente, velocidade e fluxo é representada pela equação (26).

2.4.2.1 Controladores de Corrente

Os controladores PI de corrente são projetados para serem mais rápidos que os controladores de velocidade rotórica e o fluxo. A Figura 6 ilustra os controladores de correntes e suas referências, sendo as correntes de eixo direto e eixo em quadratura independentes, gerando os erros de correntes ($e_{I_{ds}}, e_{I_{qs}}$) com as correntes de referências I_{ds}^* e I_{qs}^* , sendo geradas pelos controladores PI de velocidade e fluxo, respectivamente. Os erros de correntes são definidos como mostra a equações (27-28):

$$e_{I_{ds}} = I_{ds}^* - I_{ds} \quad (27)$$

$$e_{I_{qs}} = I_{qs}^* - I_{qs} \quad (28)$$

Com a discretização do controlador PI vide (26), pode-se obter as tensões impostas no motor, através da atuação do PI₁ e PI₂. As tensões são apresentadas nas equações (29-30).

$$V_{ds}[k] = V_{ds}[k-1] + e_{lds}[k]K_p + e_{lds}[k-1](T_s K_i - K_p) \quad (29)$$

$$V_{qs}[k] = V_{qs}[k-1] + e_{lqs}[k]K_p + e_{lqs}[k-1](T_s K_i - K_p) \quad (30)$$

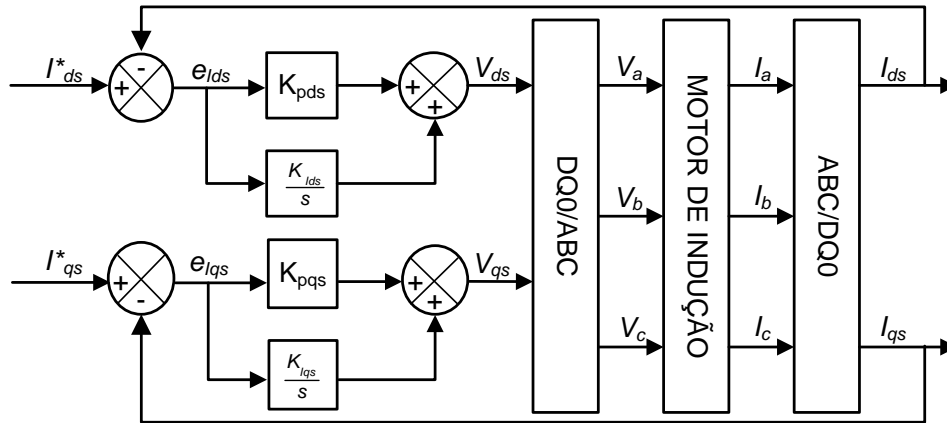


Figura 6 – Controladores PI na malha de corrente

2.4.2.2 Controlador de Velocidade

A velocidade pode ser controlada através do controlador PI, como ilustra a Figura 7. A partir da velocidade ω_r medida no eixo do motor por um sensor de posição ou velocidade e da velocidade de referência ω_{ref}^* é possível determinar o erro de velocidade, assim como apresenta a equação (31).

$$e_{\omega r} = \omega_{ref}^* - \omega_r \quad (31)$$

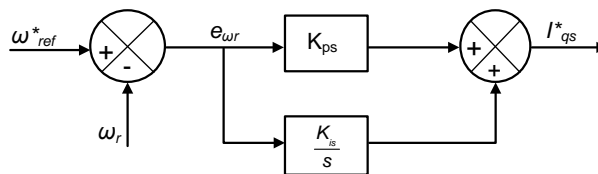


Figura 7 – Controlador PI na malha de velocidade

Utilizando a abordagem do controlador PI discretizado, vide (26) a corrente I_{qs}^* é obtida pela equação (32).

$$i_{qs}^*[k] = i_{qs}^*[k-1] + e_{\omega r}[k]K_p + e_{\omega r}[k-1](T_s K_i - K_p) \quad (32)$$

2.4.2.3 Controlador de Fluxo Rotórico

A saída do controlador de fluxo gera a corrente I_{ds}^* . Pode-se observar na Figura 8 no diagrama de blocos, que o erro de fluxo $e_{\lambda dr}$ é a diferença entre o fluxo de referência, que é obtido pelo valor constante nominal da máquina ou por fluxo variável determinado por um controlador de eficiência. Neste trabalho utiliza-se fluxo constante. O fluxo rotórico é estimado pela corrente I_{ds} e pelos parâmetros de indutância e resistência, como apresenta a equação (33).

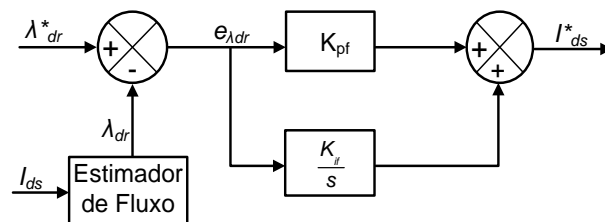


Figura 8 – Controlador PI na malha de fluxo rotórico

$$\lambda_{dr} = \left(\frac{L_m R_r / L_r}{s + R_r / L_r} \right) I_{ds} \quad (33)$$

O erro de fluxo é dado pela equação (34):

$$e_{\lambda dr} = \lambda_{dr}^* - \lambda_{dr} \quad (34)$$

Aplicando a discretização para o controlador PI de fluxo, vide (26) tem-se a equação (35):

$$I_{ds}^*[k] = I_{ds}^*[k-1] + e_{\lambda dr}[k]K_p + e_{\lambda dr}[k-1](T_s K_i - K_p) \quad (35)$$

Para os quatro controladores (velocidade, fluxo e correntes) os ganhos podem ser obtidos analiticamente conforme descrito em (CÂMARA, 2007). Neste

trabalho foram analisados os valores dos ganhos e ajustados interativamente para obter melhor desempenho nas respostas dos controladores.

Na literatura tem-se difundido diversos modelos de controladores como *DeadBeat* (TONG, *et al.*, 2013), RMRAC (CÂMARA, 2007), mas a abordagem mais utilizada para o controle IFOC são os usos dos controladores PI.

2.5 SIMULAÇÃO DO CONTROLE IFOC – MATLAB®

Com a validação da modelagem do MIT e a discretização dos controladores PI da estrutura IFOC, é possível realizar a simulação do sistema para avaliar o desempenho das variáveis de velocidade, fluxo e correntes, na qual serão fundamentais para validação do estimador de velocidade.

A simulação foi realizada no ambiente de simulação Matlab®. Foram realizadas para análise teórica, simulações com referência de velocidade em 500 rpm. Para a determinação da referência de fluxo rotórico, atribui-se o valor nominal 0,7 Wb.

A Figura 9 apresenta as trajetórias da velocidade no eixo e da velocidade de referência. Nos instantes iniciais da simulação é realizado a magnetização do motor com velocidade nula. A referência de velocidade (ω^*_{ref}) é imposta entre os instantes de 2 a 3s, com uma rampa de aceleração de 500 rpm/s. A velocidade do rotor (ω_r), segue a referência imposta, no instante de 3s a velocidade apresenta um pequeno *overshoot*, mas em poucos instantes se estabiliza, permanecendo em 500 rpm.

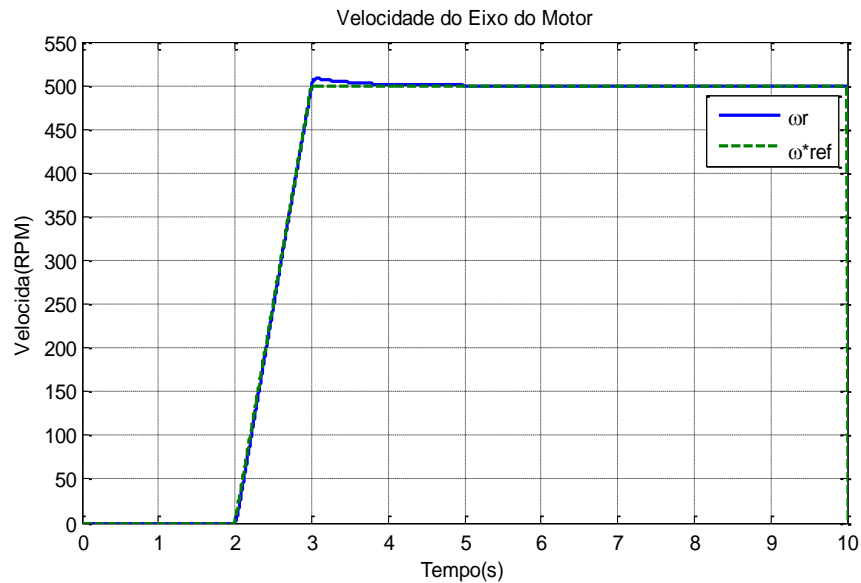


Figura 9 – Velocidade de referência e real do MIT com método IFOC

Logo quando inicia-se a simulação a corrente I_{ds} apresenta um comportamento exponencial, onde a mesma tem direta relação com o fluxo rotórico. E a corrente I_{qs} responsável pelo torque apresentando relação com a velocidade rotórica, sendo nula no início da simulação até o momento que inicia-se a rampa de velocidade. A Figura 10 apresenta o comportamento das correntes estatóricas. Nesta simulação não foi acrescentado carga no sistema.

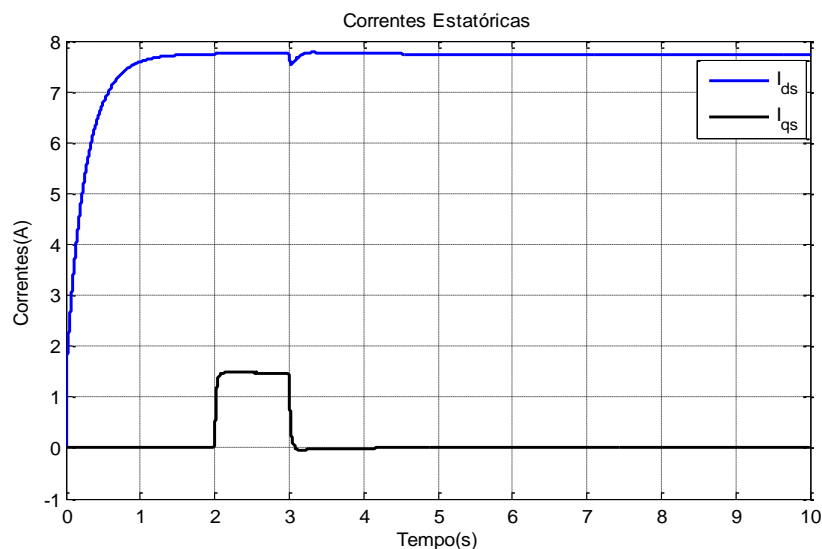


Figura 10 – Correntes no eixo direto e no eixo em quadratura sem distúrbio de carga

A Figura 11 apresenta o fluxo rotórico do motor, com uma aparência semelhante a corrente I_{ds} , apresentando uma característica exponencial. A

referência de fluxo rotórico é 0,7 Wb aplicado no instante inicial da simulação, sendo esta forma de acionamento com fluxo constante.

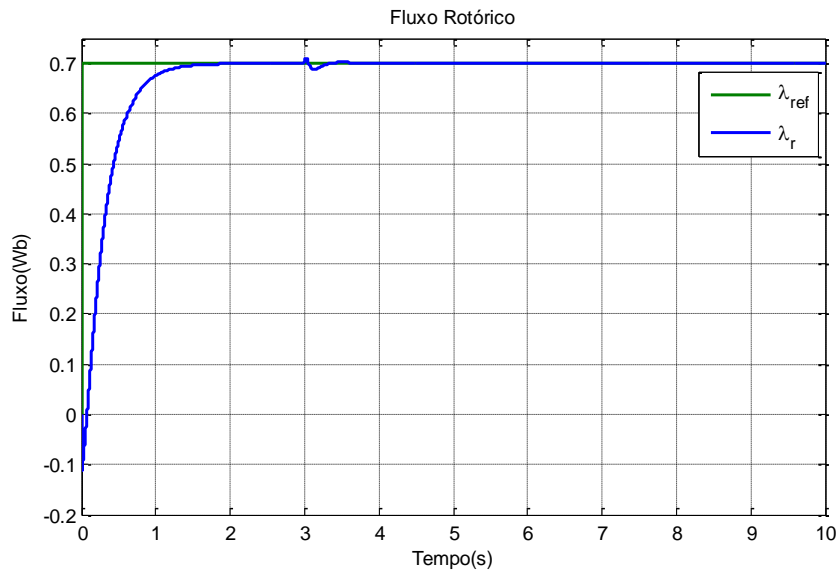


Figura 11 – Fluxo de referência e fluxo rotórico com método IFOC

2.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados a modelagem do motor de indução trifásico, tal como a validação em software Matlab®. Também foi apresentado as estratégias de acionamento com controle escalar e vetorial. A técnica de controle vetorial utilizada foi o IFOC, na qual foram apresentados os controladores de correntes, fluxo e velocidade também simulados no Matlab®.

3. ESTIMADOR DE VELOCIDADE

Neste capítulo serão apresentadas seções importantes, com respeito aos estimadores de velocidade, através de métodos analisados e implementados da literatura, com intuito de validação da técnica proposta. Ainda, são apresentados resultados de simulação no ambiente Matlab® com a finalidade de avaliar o desempenho do estimador utilizado.

3.1 ESTIMADORES DE VELOCIDADE MRAS

Com o avanço da máquina de indução e o crescente desenvolvimento dos processadores digitais de sinais de baixo custo, tem tornado viável a implementação de sistemas de controle sem a utilização de sensores mecânicos. A Figura 12 apresenta um diagrama das principais técnicas de estimação de velocidade, classificadas em: dependes de parâmetros elétricos ou dependentes da estrutura da máquina com a injeção de harmônicos.

A estimação da velocidade utilizando-se a metodologia das ranhuras e da injeção de harmônicos apresentam desempenho considerável em baixas velocidades, muito próximas a zero. Alguns trabalhos como em (JASEN; LORENZ, 1995), (CILIA, *et al.*, 1997), tratam essa linha de estudo. Contudo, a injeção de sinais causa oscilações de torque, vibração e ruído audível. Este tipo de estimação é aplicável para motores com características construtivas especiais, não para motores padrões, não sendo o foco de estudo deste trabalho.

Dentre as técnicas apresentadas na Figura 12, observa-se que o caminho em destaque (vermelho) será utilizado para a estimação de velocidade neste trabalho. Dentro do bloco Modelo de Referência, existem algumas técnicas para realizar a estimação de velocidade, nas próximas subseções, será detalhada a técnica de estimação de velocidade que utilizam os fluxos rotóricos, empregando o Sistema Adaptativo por Modelo de Referência (MRAS).

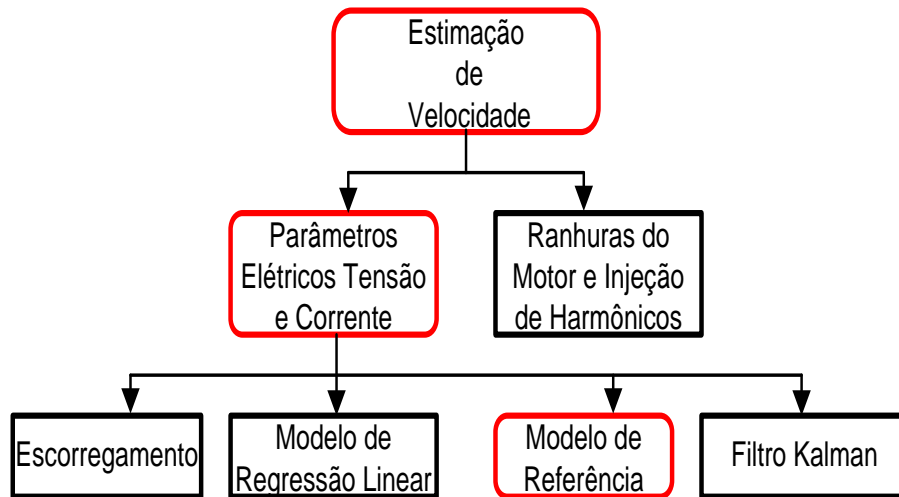


Figura 12 – Diagrama das principais técnicas de estimação da velocidade rotórica

3.2 ACIONAMENTO EM MALHA ABERTA COM ESTIMADOR MRAS

Existem diferentes modelos de MIT que podem ser utilizados no projeto de estimadores de velocidade para a obtenção de sistemas MRAS. Este tipo de estimador tem por base dois modelos, um que depende da velocidade rotórica e outro independente, chamado de modelo de referência. A velocidade é estimada a partir de um mecanismo de adaptação (geralmente um controlador PI) do erro existente entre as saídas dos modelos.

Uma série de trabalhos tem sido propostos na literatura apresentando o MRAS para a estimação de velocidade, como em (MARTINS, 2006), (TAJIMA; HORI, 1991), (CÂMARA, 2007), (ZHEN, 1998), (SCHAUDER, 1992), (PENG, 1994). A maioria desses trabalhos são diferenciados basicamente em dois aspectos: diferentes formas de estruturar o mecanismo de adaptação e incorporação de estimação *on-line* de alguns parâmetros usados, como resistência estatórica e constante de tempo rotórica.

Dentro do sistema MRAS, existem diversas formas de estimar a velocidade rotórica, como:

- Fluxos Rotóricos;
- Potência Reativa;
- Força Eletromotriz.

Neste trabalho foi proposto um sistema adaptativo por modelo de referência para realizar a estimativa da velocidade através dos métodos dos fluxos rotóricos. O diagrama de blocos da Figura 13 ilustra o estimador MRAS.

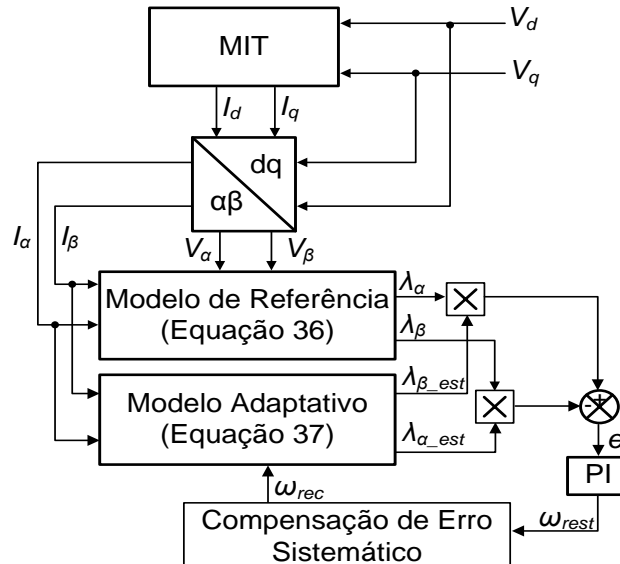


Figura 13 – Estrutura do sistema MRAS - Técnica dos fluxos rotóricos

Fonte: Adaptado de (SCHAUDER, 1992).

Para o projeto deste estimador, é necessário modelar o MIT com rotor gaiola de esquilo em um referencial estacionário, ou seja, velocidade do sistema de referência $\omega=0$. Como o sistema de referência é estacionário, pode-se concluir que os eixos dq0 encontra-se alinhados com os eixos $\alpha\beta 0$. Conseqüentemente, as variáveis do eixo α equivale ao eixo d e as variáveis do eixo β equivale ao eixo q. Adaptando o equacionamento em (SCHAUDER, 1992) com base das equações em (KRAUSE, 1986) e (CÂMARA, 2007), são obtidos a variações dos fluxos, através das equações (36-37).

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_\alpha \\ \dot{\lambda}_\beta \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s s & 0 \\ 0 & R_s + \sigma L_s s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{\alpha_est} \\ \dot{\lambda}_{\beta_est} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_{rest} \\ \omega_{rest} & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (37)$$

onde s é o operador de *Laplace* indicando derivação da variável, R_s é a resistência estatórica, L_s, L_r e L_m são indutâncias estatóricas, rotóricas e mútua, respectivamente. ω_{rest} é a velocidade rotórica estimada. V_α e V_β , são as tensões estatóricas no eixo alfa e no eixo beta, respectivamente. As correntes nos eixos $\alpha\beta$ são dadas por I_α, I_β , respectivamente. $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ é o coeficiente de dispersão e $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ constante rotórica.

Com a realização da discretização das equações (36-37), implementou-se no Matlab® o sistema para realizar a validação da técnica de estimação de velocidade. Conforme apresenta as equações (38-39) para o modelo de referência e as equações (40-41) para o modelo adaptativo. O equacionamento do estimador é realizado considerando o motor de indução trifásico tipo gaiola de esquilo com N_{pp} (número de pares de polos).

$$\lambda_\alpha[k+1] = \lambda_\alpha[k] + \frac{T_s L_r}{L_m} \left(V_\alpha[k] \left(I_\alpha[k] R_s + \frac{\sigma L_s}{T_s} (I_\alpha[k+1] - I_\alpha[k]) \right) \right) \quad (38)$$

$$\lambda_\beta[k+1] = \lambda_\beta[k] + \frac{T_s L_r}{L_m} \left(V_\beta[k] \left(I_\beta[k] R_s + \frac{\sigma L_s}{T_s} (I_\beta[k+1] - I_\beta[k]) \right) \right) \quad (39)$$

$$\lambda_{\alpha_est}[k+1] = \lambda_{\alpha_est}[k] \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r} \right) - T_s \lambda_{\beta_est}[k] \omega_{rest}[k] + \frac{T_s L_m}{\tau_r} I_\alpha[k] \quad (40)$$

$$\lambda_{\beta_est}[k+1] = \lambda_{\beta_est}[k] \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r} \right) + T_s \lambda_{\alpha_est}[k] \omega_{rest}[k] + \frac{T_s L_m}{\tau_r} I_\beta[k] \quad (41)$$

Com a validação da modelagem da máquina implementou-se em conjunto o estimador de velocidade, porém sem atuação dos controladores IFOC, ou seja, sistema em malha aberta. A Figura 14 apresenta com mais detalhes a conversão das equações do estimador para algoritmo. O controlador PI projetado para a compensação do modelo adaptativo, foi implementado, vide equação (26), sendo predominante utilizado em sistemas de acionamentos com base em motores de indução. São empregados tanto nas malhas de regulação de velocidade quanto nas malhas de controle de correntes. Contudo, a compensação da estimação de velocidade também pode ser realizada por outras formas de controle, como o controlador Mínimos Quadrados Recursivos Modificados (MRLS), na qual o modelo

de referência define a resposta dinâmica desejada para a saída da planta (MARTINS, 2006).

A simulação foi realizada no ambiente Matlab® e no software PSIM, para efeito de comparação do desempenho do estimador. A Figura 15 apresenta a velocidade estimada e a velocidade real do eixo, observa-se que a técnica foi satisfatória, onde a estimação seguiu a velocidade real no eixo.

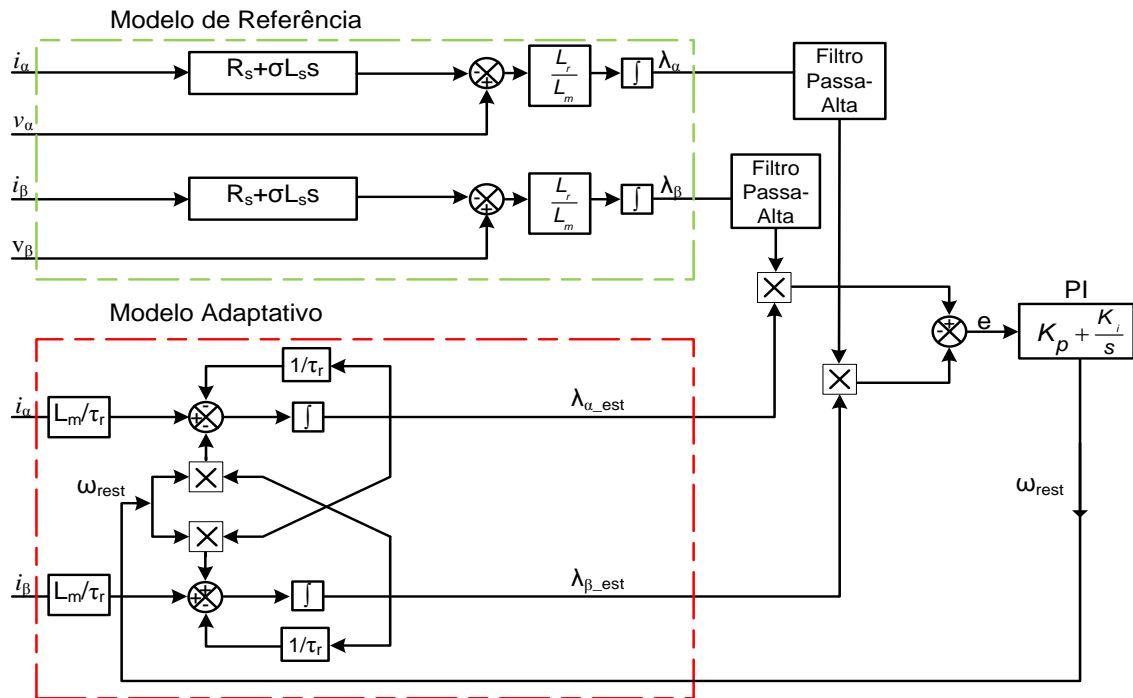


Figura 14 – Estrutura MRAS implementada no Matlab
Fonte: Adaptado de (SCHAUDER, 1992).

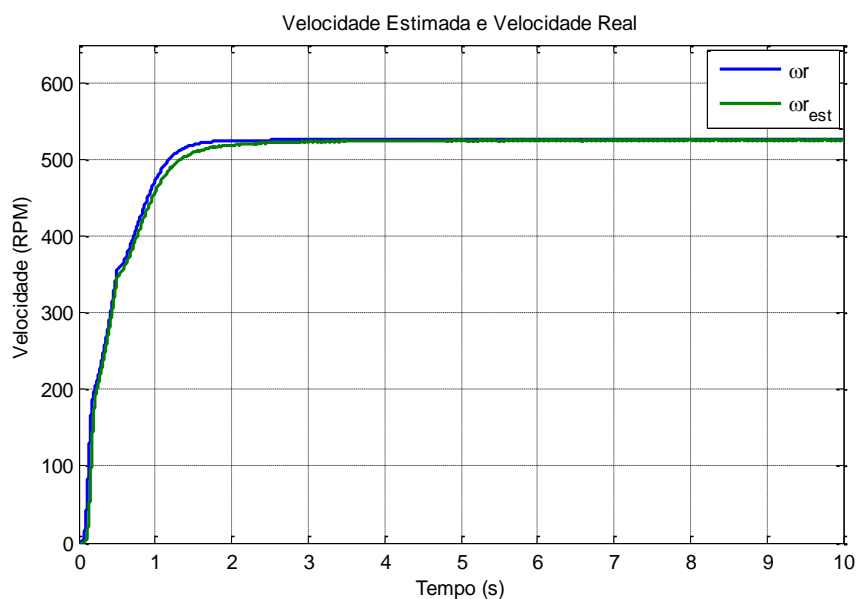


Figura 15 – Velocidade estimada em malha aberta

O comportamento dos fluxos rotóricos do modelo de referência e do modelo adaptativo, podem ser analisados na Figura 16, onde o fluxo alfa de referência é apresentado na simulação como (λ_α) e fluxo alfa adaptativo como ($\lambda_{\alpha est}$). O $\lambda_{\alpha est}$ acompanha o λ_α devido a atuação do controlador PI.

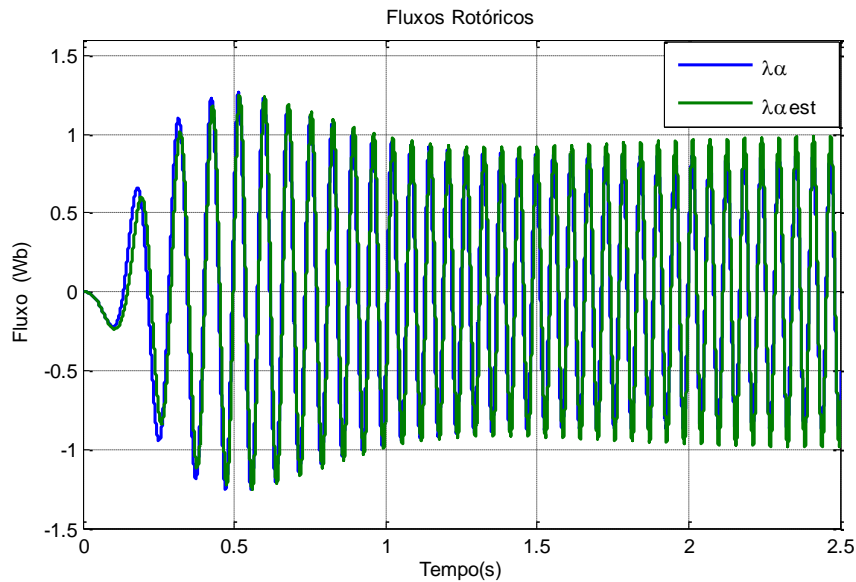


Figura 16 – Fluxos rotóricos do sistema MRAS

Na Figura 17 colocou-se no sistema uma carga de 8 N.m em degrau, para verificar o comportamento do estimador perante a variações de carga. Como o sistema apresentado é em malha aberta, ou seja, sem a presença dos controladores, a velocidade tende a diminuir com o distúrbio de carga.

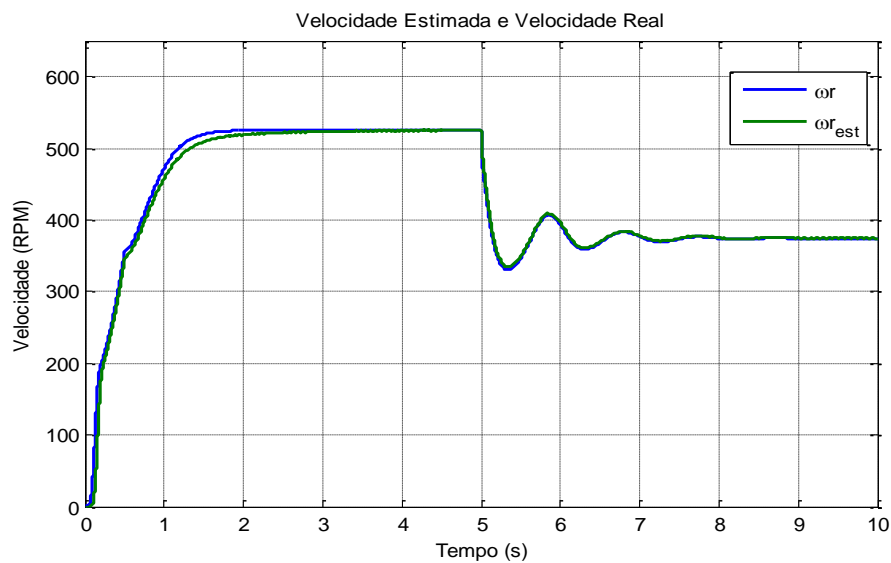


Figura 17 – Velocidade estimada e real com variação de carga

3.3 CONTROLADORES IFOC E ESTIMADOR MRAS

Com a validação do estimador de velocidade pelo método dos fluxos rotóricos, implementou-se em conjunto os controladores IFOC. O diagrama de blocos do sistema é apresentado na Figura 18. O sistema é composto pelo estimador MRAS e os controladores PI. Porém o estimador de velocidade, ainda não faz parte da malha de velocidade do controle IFOC. Com isso é analisado o comportamento do estimador, perante a implementação dos controladores PI.

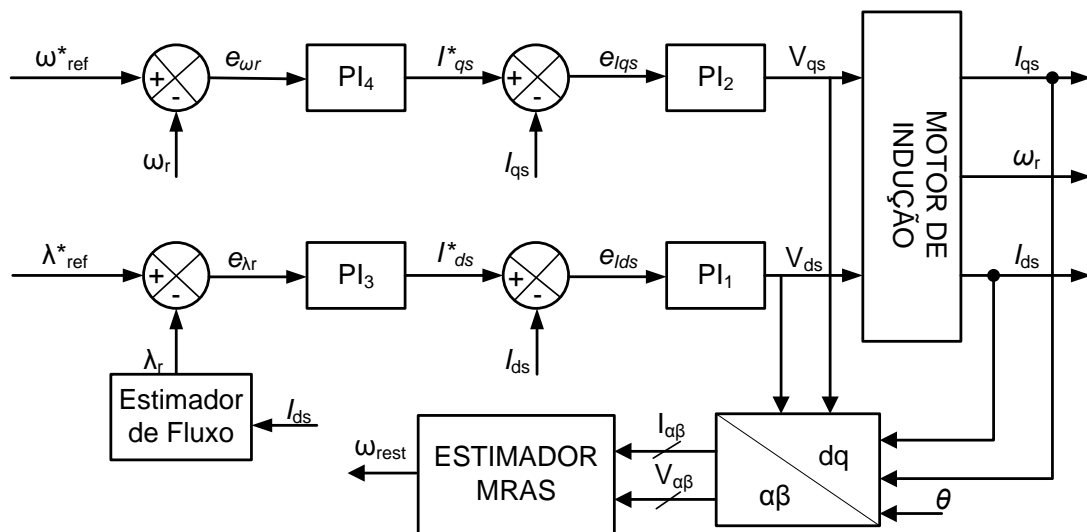


Figura 18 – Estrutura IFOC e estimador MRAS

A Figura 19 apresenta a comparação da velocidade rotórica real (ω_r) e a velocidade estimada (ω_{rest}). É possível observar uma pequena diferença entre as velocidades, na qual a velocidade real do sistema encontra-se em 1000 rpm e a velocidade estimada em 1006 RPM, resultando um erro absoluto de 0,59% da velocidade rotórica.

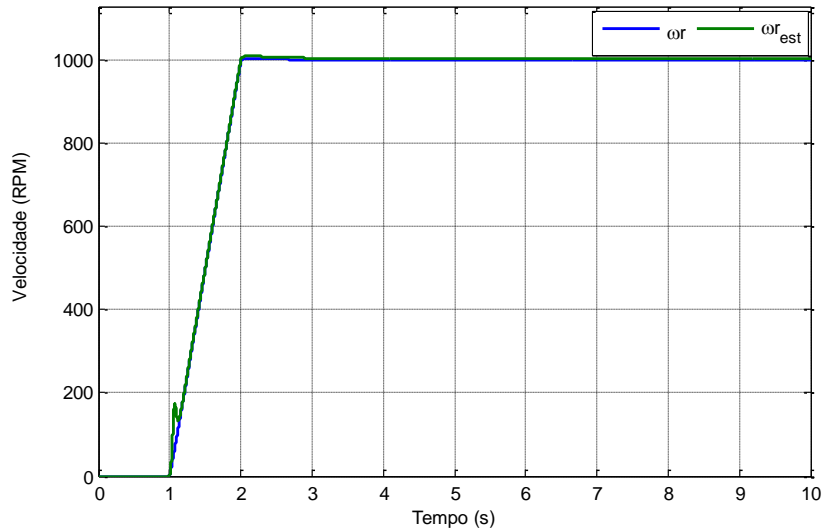


Figura 19 – Velocidade estimada e velocidade real: Matlab®

Na Figura 20 são apresentadas as variações de referência de velocidade (ω_r) e a velocidade estimada (ω_{r_est}), onde foram obtidos os resultados de simulação. As variações de referência são de 200 rpm, 400 rpm, 600 rpm, 800 rpm e 1000 rpm, na qual ocorreram nos instantes 2,5s, 4s, 6s, 8,4s, respectivamente.

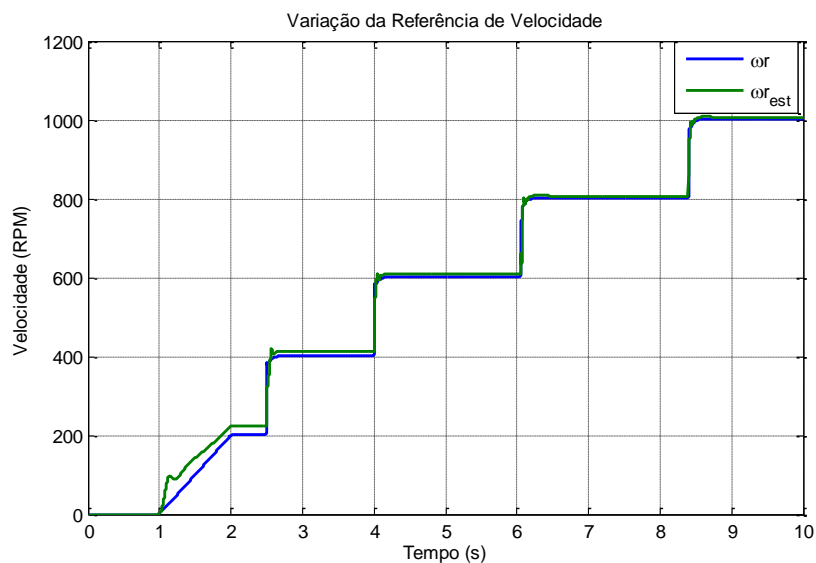


Figura 20 – Variação da referência de velocidade: Matlab®

Foi possível analisar os resultados do estimador de velocidade perante a variação de carga do sistema. Os valores das cargas em simulação no Matlab® estão de acordo com os valores de cargas obtidas em laboratório, sendo de 0,49 N.m (à vazio), 2,61 N.m e 5,04 N.m. A Figura 21 apresenta essa variação de carga, nos instantes 4,5s e 7s, ilustrando o comportamento da velocidade estimada.

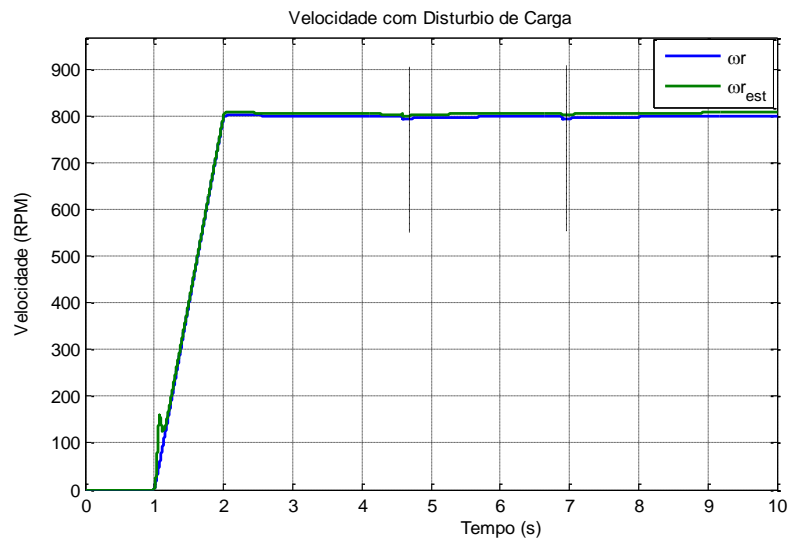


Figura 21 – Estimador de velocidade com distúrbio de carga: Matlab®

Os resultados apresentados no ambiente de simulação Matlab® indicam que a técnica de estimação de velocidade MRAS pode ser aplicada no desenvolvimento de servomecanismos sensorless. A técnica por fluxos rotóricos foi capaz de identificar a velocidade rotórica em variação da referência de velocidade e em condições com distúrbio de carga.

3.4 ESTIMADOR MRAS NA MALHA DE VELOCIDADE IFOC

Com a realização da comparação do estimador de velocidade com a velocidade no eixo da máquina obtidas em simulação, a próxima etapa consiste na substituição efetiva do sensor do sistema de acionamento, ou seja, a contribuição do sensor é somente para efeito de comparação, pois a velocidade de atuação no sistema de controle IFOC é proveniente do estimador de velocidade. Assim, como apresentado na Figura 22, a nova estrutura de acionamento do MIT.

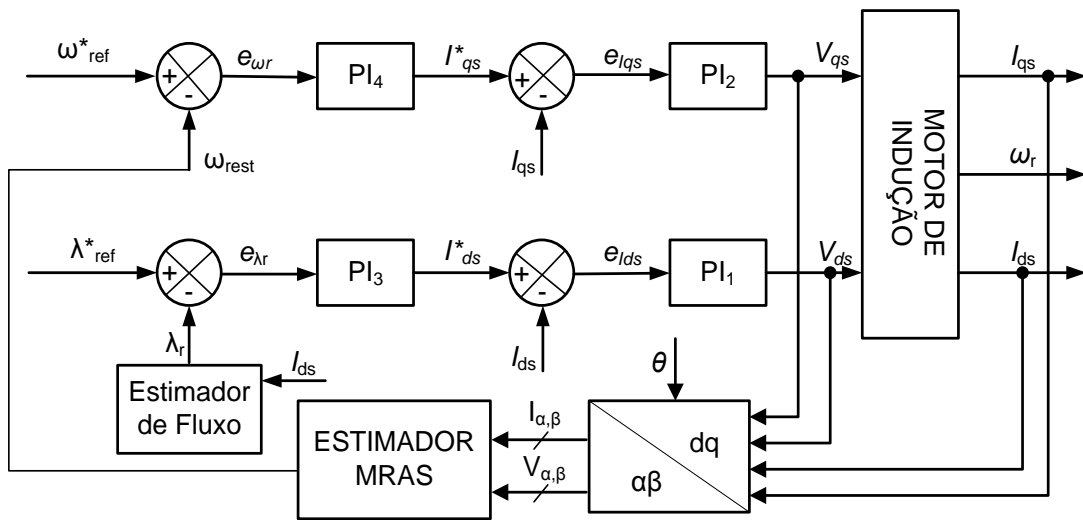


Figura 22 – Estimador MRAS conectado na estrutura IFOC

A Figura 23 apresenta o acionamento do MIT no ambiente de simulação Matlab®, na qual a velocidade do estimador é implementado na malha de controle IFOC. O comportamento da velocidade mostrou-se satisfatório, onde pode-se observar que a velocidade estimada converge para a velocidade de referência (*set point*) em 400 rpm.

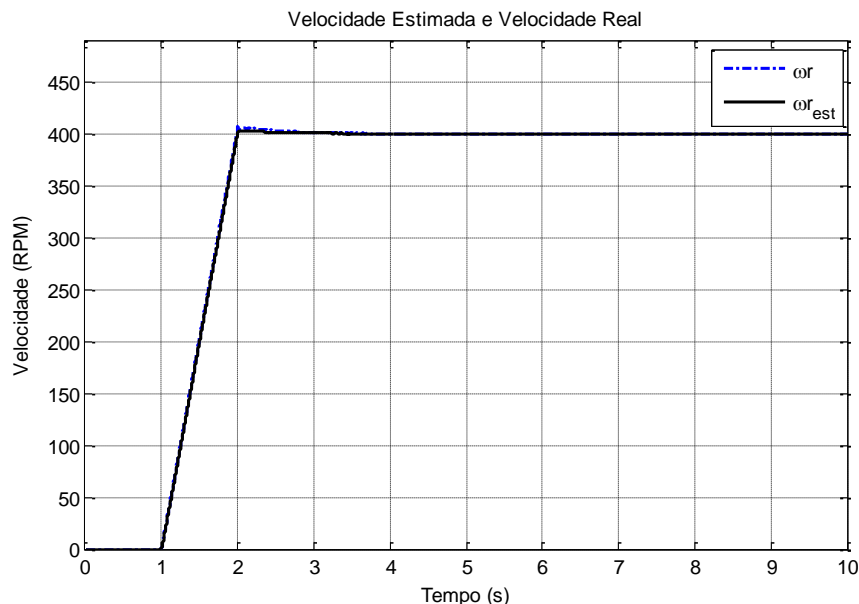


Figura 23 – Velocidade estimada no controle IFOC: Matlab®

Para avaliar o desempenho do sistema com estimador, realizou-se uma simulação com variação na referência de velocidade, conforme apresenta a Figura

24, na qual as mudanças de velocidade ocorreram de 400 rpm até 700 rpm com degraus de 50 rpm.

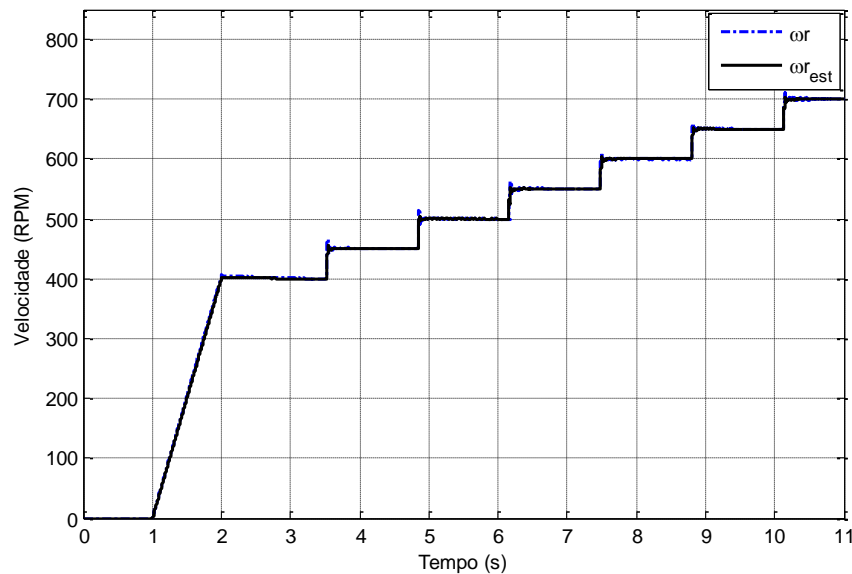


Figura 24 – Velocidade rotórica com variação de referência de velocidade: Matlab®

Os resultados de simulação novamente mostraram-se satisfatórios indicando que a técnica de estimação de velocidade na malha IFOC, pode ser aplicada no desenvolvimento de servomecanismos *sensorless* apresentando bom desempenho em malha fechada.

3.5 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado a técnica de estimação de velocidade proposta, mostrando também o equacionamento da técnica utilizada, baseada nos fluxos rotóricos da máquina. Com isso, obteve-se a validação do estimador de velocidade em malha aberta, sendo comparada com a velocidade obtida pelo sensor mecânico. Posteriormente, o estimador de velocidade foi conectado na malha de controle de velocidade da estrutura IFOC.

Os resultados das simulações indicam que a estimação de velocidade pode ser aplicada no desenvolvimento dos servomecanismos *sensorless*. O rastreamento de velocidade foi possível nas condições de variação da velocidade de referência e com distúrbio de carga.

4. PLATAFORMA DE ACIONAMENTOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo é apresentada a análise experimental dos controladores IFOC e também o estimador de velocidade como visto nos capítulos anteriores. Com isso, são validados os resultados obtidos em ambiente de simulação Matlab®. Também é apresentado a unidade de controle, sendo apresentado o DSP (*Digital Signal Process*) TMS320F28069 da Texas (TEXAS, 2011) e a plataforma de acionamentos de máquinas elétricas, possibilitando a implementação de diferentes estratégias de controle.

4.1 PLATAFORMA DE ACIONAMENTOS

A plataforma de acionamentos desenvolvida é composta de um conversor CA/CC/CA comandado através de uma plataforma flexível utilizando o DSP TMS320F28069. O motor de indução trifásico é montado em uma estrutura fixa, onde seu eixo é acoplado a um transdutor de torque no eixo de um motor de ímãs permanentes, o mesmo opera como gerador, onde em seus terminais são conectados resistores de potência, para possibilitar a variação de carga. O sensor de velocidade *encoder* também é conectado ao eixo, utilizado para medir a velocidade do rotor da máquina. Conforme a Figura 25, a plataforma é composta basicamente por um módulo de potência, um módulo de instrumentação e um módulo de unidade de processamento.

A tabela 2 apresenta os principais componentes da plataforma de acionamentos.

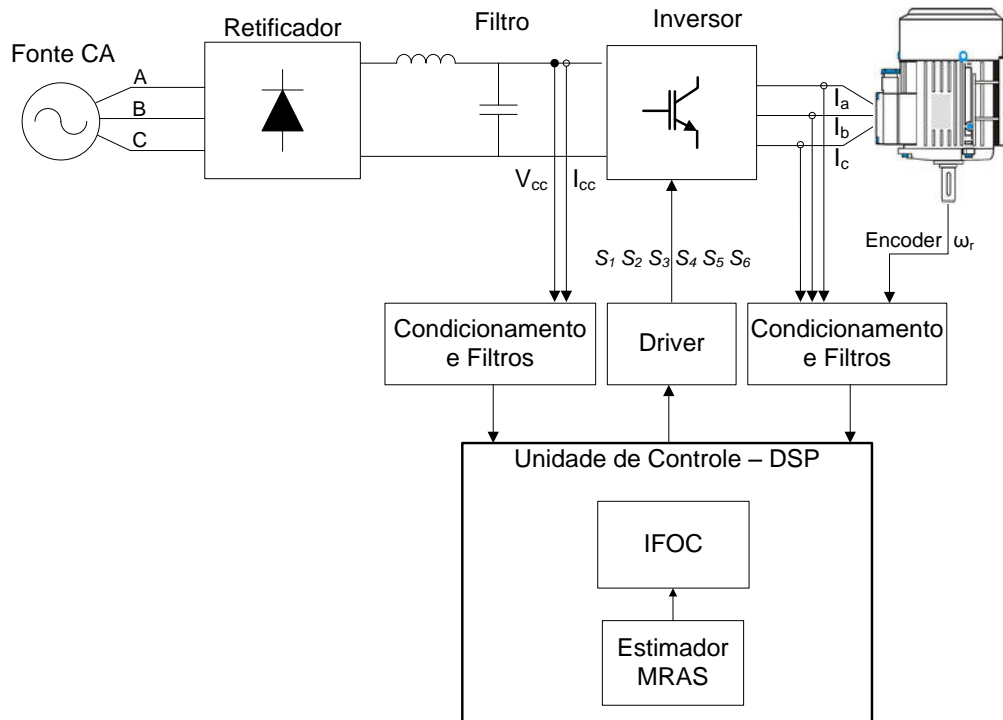


Figura 25 – Estrutura da plataforma de acionamentos

Tabela 2 – Componentes da plataforma de acionamentos

Principais componentes da Plataforma

Processador	TMS320F28069
Sensores de correntes	LA55-P
Sensores de tensão	LV25-600
Sensor de posição	Absoluto 12 bits AC-58
Amplificadores Operacionais	INA128 e AD708
Interfaces do tipo <i>buffer</i>	SN7407
Módulos retificadores	SKKH 42/08E
Capacitor do barramento	4700uF/450V
Indutor do barramento	2mH
Módulos inversores tipo IGBT	SKM75GB063D
Interface de disparo IGBT	SKHI22AR

4.1 PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS – UNIDADE DE CONTROLE

O algoritmo de controle foi implementado no DSP TMS320F28069 (TEXAS, 2011). As principais características do microcontrolador utilizadas podem ser assim resumidas:

- 80 MHz (ciclo de clock 12,5-ns);
- Programação em memória flash;
- Unidade central de processamento de alto desempenho de 32-bits;
- Unidade de ponto flutuante;
- Programado tanto em linguagem C/C++ como Assembly;
- Tamanho da memória Flash: 256 KB;
- Tamanho da memória RAM: 100 KB;
- Software para gerenciamento de modos de *boot* (RAM,Flash);
- 3 Timers de 32 bits;
- Periféricos para suporte de interrupções;
- Periféricos dedicados para controle de motores: canais PWM, módulos de captura de encoder;
- Periféricos para comunicação serial (SPI, I2C, eCAN, McBSP);
- Conversor A/D de 12 bits com 16 canais multiplexados com taxa de amostragem de 4,6 MSPS (Milhões de amostras por segundo);
- 32 pinos de I/O (Input/Output);
- Recursos de monitoramento em tempo real.

O *software Code Composer Studio®* versão v5 foi utilizado para edição do programa, compilação, gravação do *software* na memória Flash ou RAM, verificação de erros e aquisição de arquivos com os resultados das simulações/implementações.

Para a implementação no DSP da técnica proposta foi elaborado algoritmo como apresenta o fluxograma na Figura 26, mostrando as sequências das rotinas executadas pelo microcontrolador, para a obtenção dos resultados experimentais. No algoritmo dos controladores, foram estabelecidos limites para os sinais de controle (saturadores). Pois, ações de controle sem limitação podem computar sinais de controle acima dos níveis desejados.

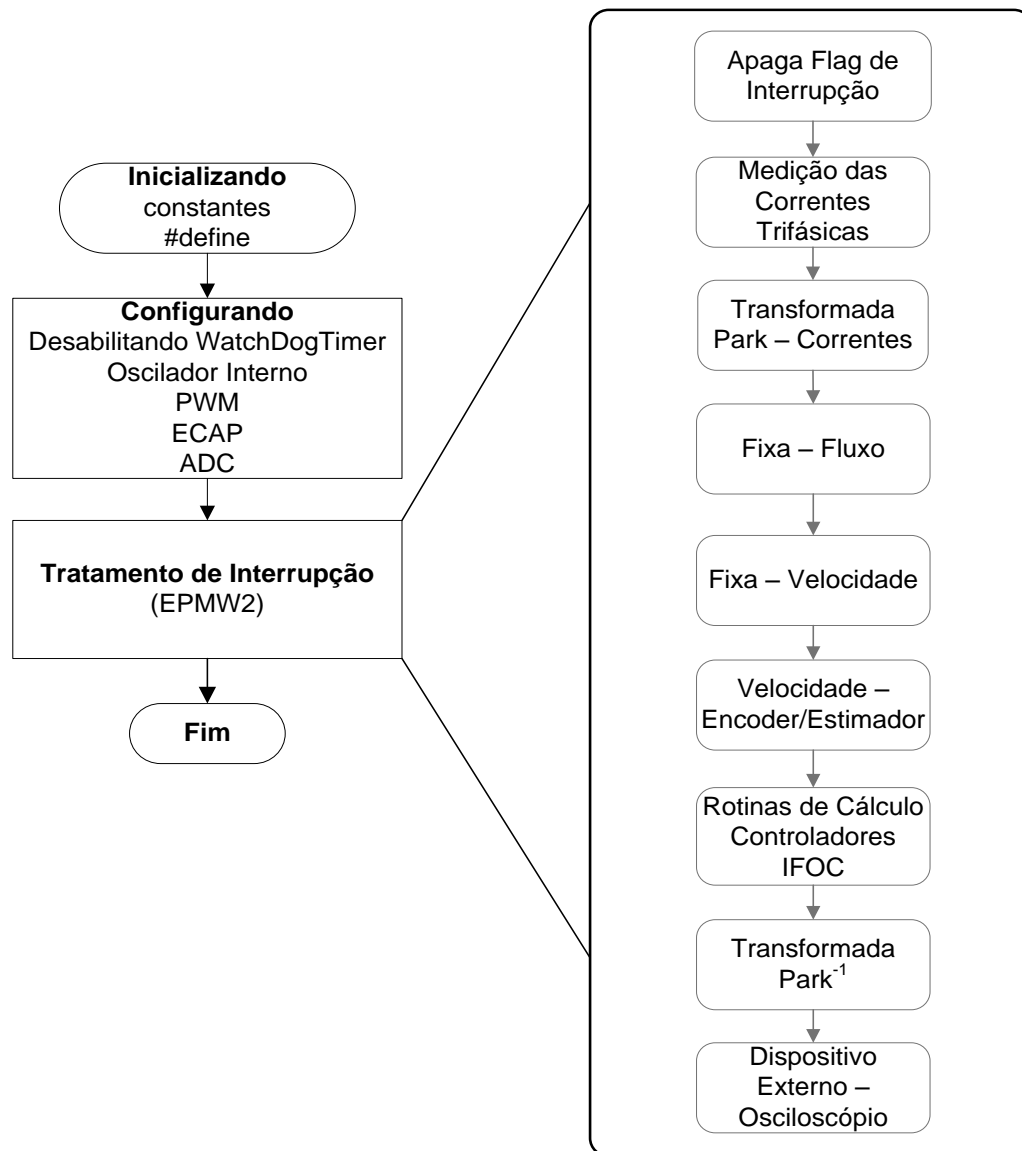


Figura 26 – Fluxograma da implementação estimador MRAS no DSP

A unidade de controle é detalhada na Figura 27, onde as correntes (i_a, i_b, i_c) são as correntes trifásicas que alimentam o motor. Com a realização da transformada de Park é possível obter as correntes (i_{ds} e i_{qs}), realizando a estimação do fluxo rotórico. O fluxo de referência é configurado por *software* para ser o fluxo nominal da máquina. Nesta etapa a estimação de velocidade pelo método MRAS é utilizado na malha de velocidade do controle IFOC. A velocidade no eixo ainda é medida pelo *encoder* para efeito de comparação da velocidade estimada com a velocidade medida no eixo.

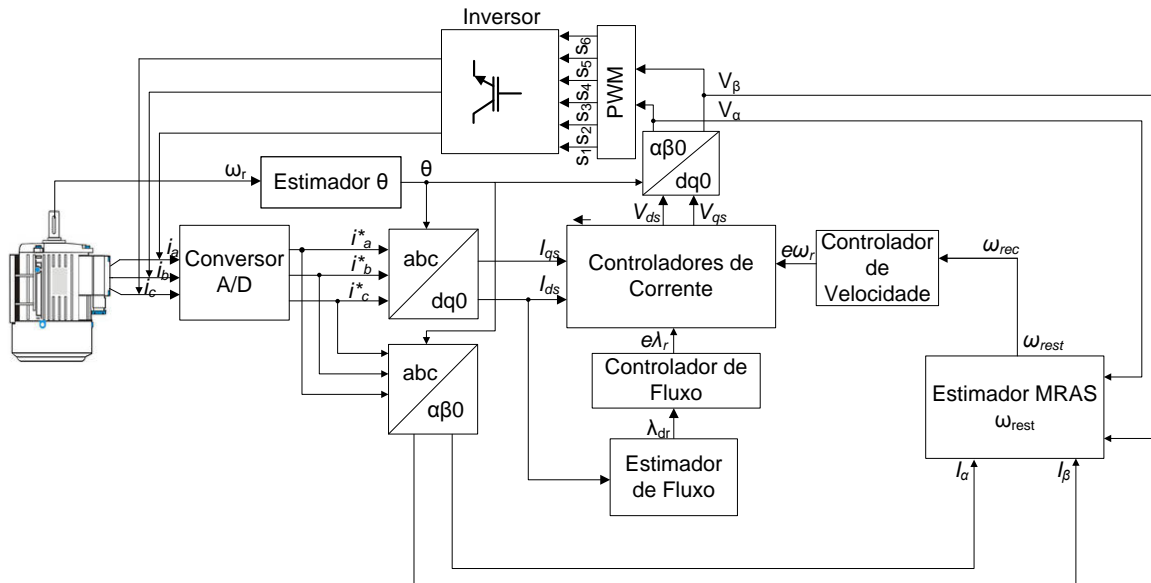


Figura 27 – Diagrama de blocos da unidade de processamento

A técnica de controle vetorial com orientação indireta de campo é aqui empregada em conjunto com a técnica MRAS na estrutura IFOC. A velocidade do sistema de referência estimada é calculada a partir da velocidade estimada e do escorregamento, no referencial do fluxo rotórico, dada pela equação (42).

$$\omega_{est} = N_{pp}\omega_{rest} + \left(\frac{R_r I_{qs}}{L_r I_{ds}} \right) \quad (42)$$

A posição angular estimada θ_{est} é calculada a partir da integração da equação (42). A transformada de Park depende de um ângulo para o sistema de referência.

4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONTROLADORES DO MOTOR

Para análise dos resultados experimentais vale ressaltar que as escalas de tempo obtidas no osciloscópio são diferentes, devido cada experimento apresentar uma característica diferente de avaliação do estimador de velocidade.

A partir da plataforma de acionamentos, as estratégias de controle IFOC e MRAS podem ser analisadas experimentalmente, com a atuação da estimação de

velocidade na malha de controle IFOC, na qual foram efetuados diversos experimentos. Desta forma, inicialmente o sistema foi testado utilizando apenas o controle IFOC, validando os controladores de corrente, fluxo e velocidade. Em seguida foi implementado o estimador de velocidade, mas este ainda não foi conectado na malha de controle IFOC. Portanto, nesta etapa o sensor de velocidade era um dispositivo necessário, onde era utilizado para análise de comparação do estimador com a velocidade real no eixo. Finalmente com a utilização de compensação de erro sistemático, o estimador de velocidade pode ser conectado na malha de controle IFOC, apresentando resultados com variação de referência de velocidade e distúrbio de carga.

A resposta de velocidade do acionamento em malha fechada utilizando somente o controle IFOC por meio do DSP é apresentado na Figura 28. Este teste foi realizado para validação dos controladores IFOC. A utilização de filtros passa baixa, analógicos e digitais, para minimização de ruídos ocasionou um atraso na resposta do sistema, como pode ser observado na Figura 28, na qual a velocidade no eixo do motor é medida por um tacômetro (cor azul) e o sinal de referência da velocidade (cor preta) atribuído em 800 rpm. As medições das variáveis geradas durante a execução do código são realizadas, através de uma saída D/A (digital/analógico) do microcontrolador, sendo assim visualizadas no osciloscópio.

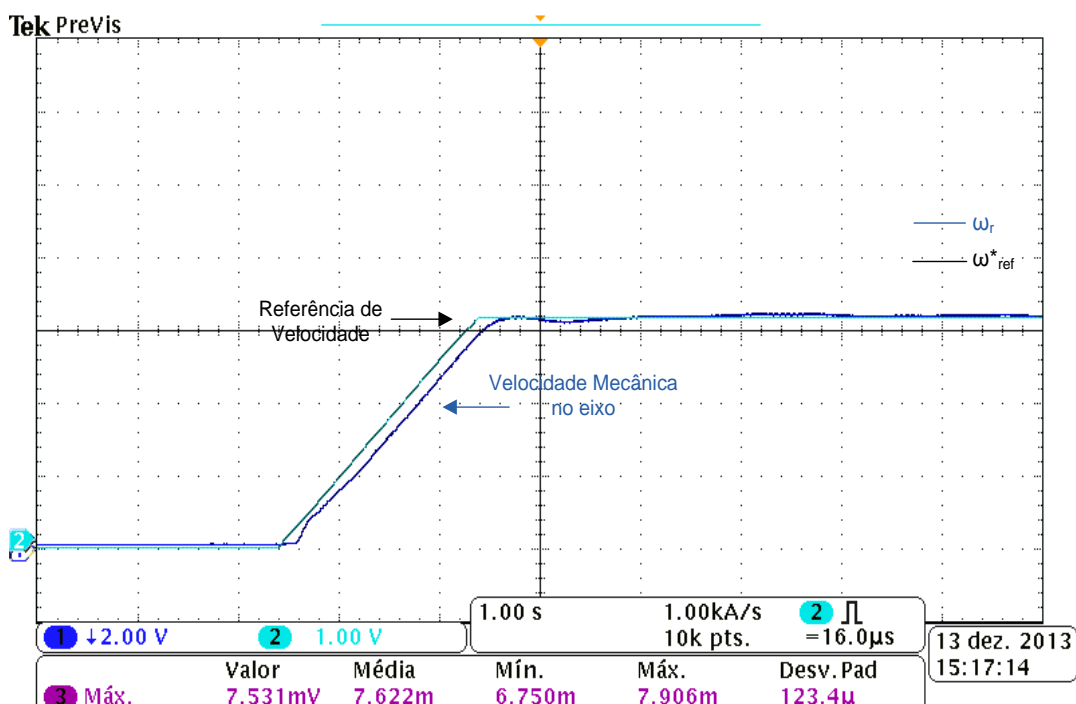


Figura 28 – Velocidade no eixo do motor de indução e velocidade de referência: Controlador IFOC

Os resultados obtidos com a estimação de velocidade MRAS, podem ser analisados na Figura 29, na qual é realizada a comparação da velocidade rotórica real com a velocidade estimada, onde o comportamento da velocidade apresentou características muito próximas do sistema simulado. Com isso, ressalta-se que a velocidade estimada ainda não foi conectada na malha IFOC, devido a valores iniciais (erros) afetarem a medição da velocidade estimada em relação a velocidade rotórica, na qual comprometem o acionamento do MIT. Para a minimização deste problema, implementou uma compensação de erros sistemático.

Para o sistema experimental foram necessárias modificações com relação ao sistema simulado. Por exemplo, os ganhos do estimador de velocidade foram ajustados devido ao fato do sistema experimental apresentar perturbações e interferências que em simulação não são previstas.

Os ganhos dos controladores são determinados segundo (PELEGRIN, 2013). Inicialmente, considera-se apenas os parâmetros do modelo elétrico do MIT, após obter parâmetros mecânicos, novos ganhos são calculados. De forma a garantir a estabilidade global do sistema. Com isso em simulação no ambiente matlab® obteve-se os ganhos proporcional-integral de 50 e 350, respectivamente. Contudo, para obtenção dos resultados experimentais foram ajustados interativamente a partir dos simulados em matlab®, obtendo os ganhos proporcional-integral de 200 e 500, respectivamente.

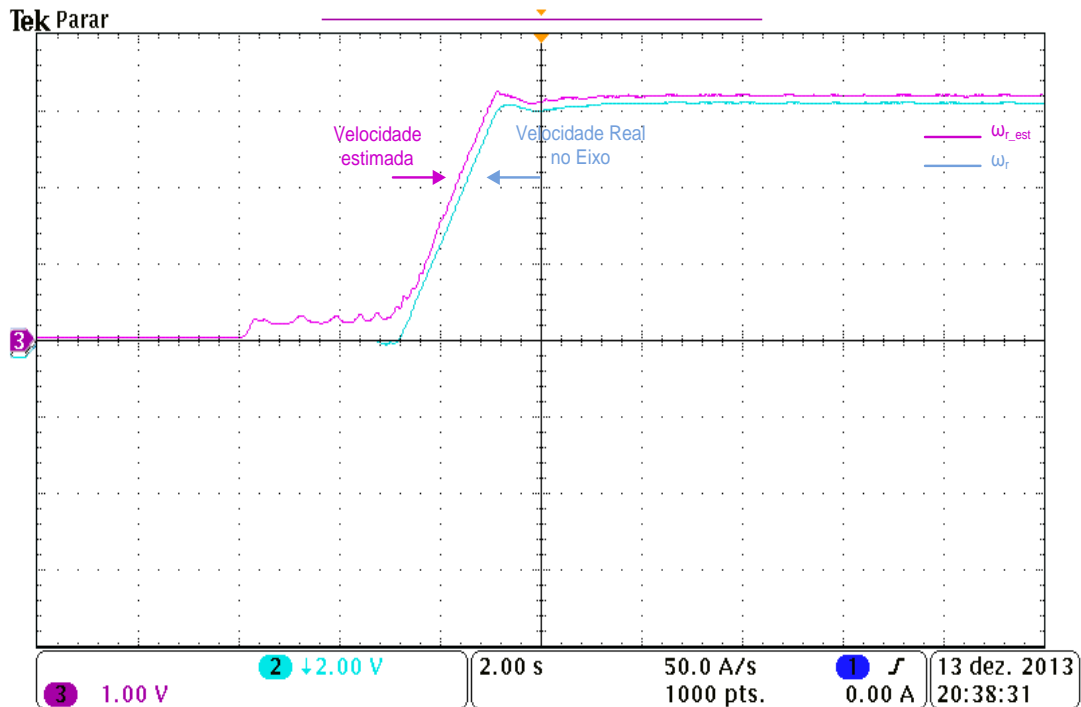


Figura 29 – Velocidade estimada e velocidade no eixo: Plataforma de acionamentos

Assim como em simulação a Figura 30 apresenta as variações de referência de velocidade, sendo a velocidade real (violeta) e a velocidade estimada (azul claro). Essas variações ocorreram da seguinte forma: 200 rpm, 400 rpm, 600 rpm, 800 rpm e 1000 rpm.

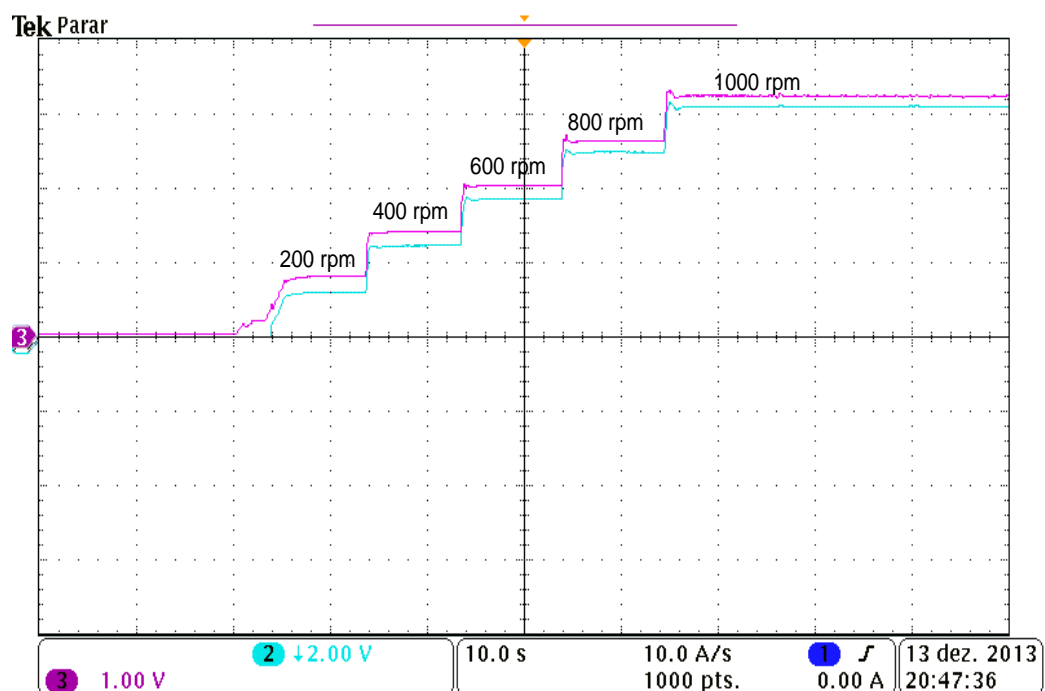


Figura 30 – Estimador de velocidade e velocidade real com variação da referência de velocidade: Plataforma de acionamentos

A Figura 31 apresenta o comportamento do estimador de velocidade (violeta) frente a distúrbio de carga. Os resultados obtidos ocorrem com acréscimo de carga no sistema de 0,49 N.m (à vazio), 2,61 N.m (Carga1) e 5,04 N.m (Carga2). Estas cargas foram medidas com um torquímetro HBM T22N. O desempenho do estimador de velocidade na plataforma de acionamentos pode ser comparado ao simulado, conforme a Figura 21.

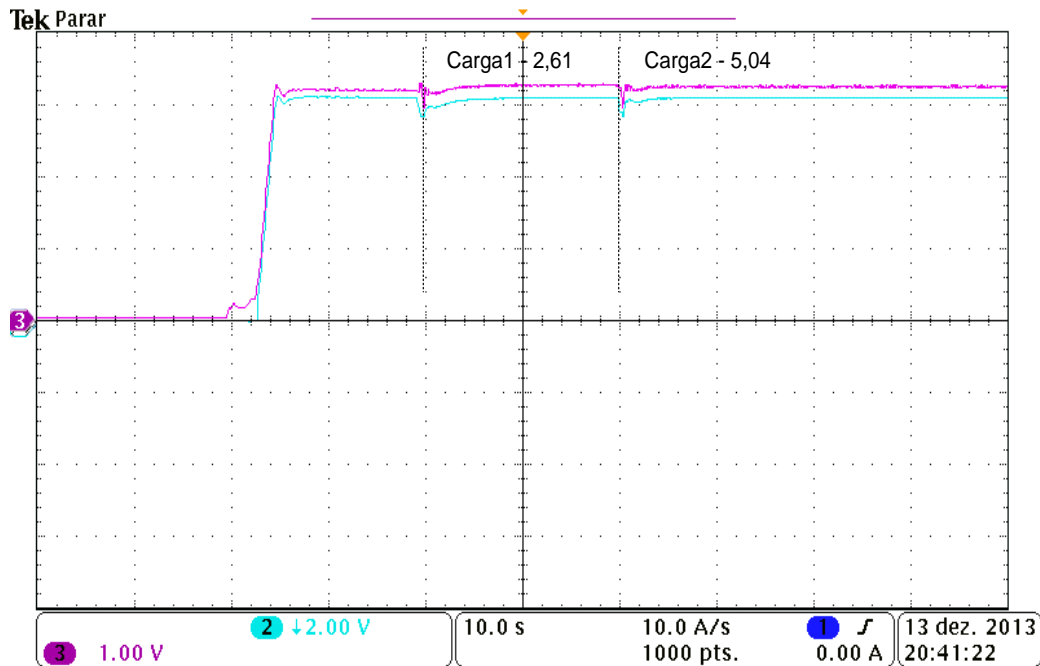


Figura 31 – Estimador de velocidade e velocidade real com distúrbio de carga: Plataforma de acionamentos

As mesmas simulações realizadas para o estimador no controle IFOC, foram obtidas na plataforma de acionamentos e em tempo real.

Para que implementação da velocidade estimada na malha de controle IFOC, fez-se necessário utilizar uma compensação de erro sistemático, devido valores iniciais (erros) afetarem a medição da velocidade estimada em relação a velocidade rotórica, na qual compromete o acionamento do MIT.

A compensação de erro sistemático reduziu consideravelmente a resposta inicial da velocidade estimada. Realizando uma análise nos resultados experimentais obtidos, pode-se observar que o erro sistemático é constante no decorrer das medições. A equação (43) apresenta a compensação de erro sistemático.

$$\omega_{rec} = \omega_{rest} - \Delta\omega \quad (43)$$

A velocidade ω_{rec} é obtida através da velocidade rotórica estimada ω_{rest} , com a diminuição do fator de correção $\Delta\omega$ da técnica de compensação.

A constante $\Delta\omega$ foi determinada com análise nos resultados no osciloscópio, e a mesma apresentou um valor de 13,51 para fator de correção. O erro não foi totalmente corrigido, mas foi possível realizar o acionamento da máquina com o controle *sensorless* na malha de controle de velocidade do IFOC.

Na Figura 32 pode-se analisar a redução do erro inicial da velocidade estimada (azul claro), comparando com o resultado experimental da Figura 29. Porém, há outra análise a ser realizada na Figura 32, após a utilização da técnica de compensação a velocidade estimada apresenta um valor menor que a velocidade no eixo do motor, como de fato deveria acontecer, pois a compensação ajusta-se aos erros constantes. A referência de velocidade foi atribuída em 400 rpm, inicialmente para efeito de teste e segurança.

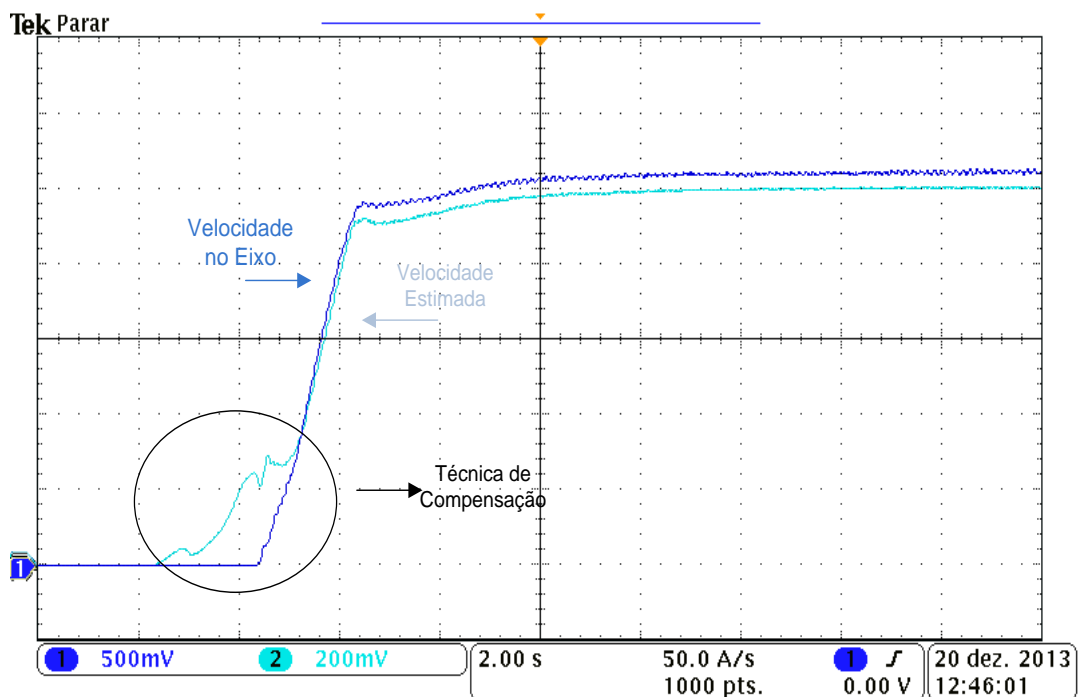


Figura 32 – Velocidade estimada no controle IFOC e velocidade real: Experimental

A Figura 33 apresenta as mudanças de referência de velocidade para analisar o comportamento do sistema, na qual pode-se comparar os resultados em simulação em ambiente Matlab® na Figura 24. As mudanças de velocidade ocorreram de 400 rpm até 700 rpm com degraus de 50 rpm.

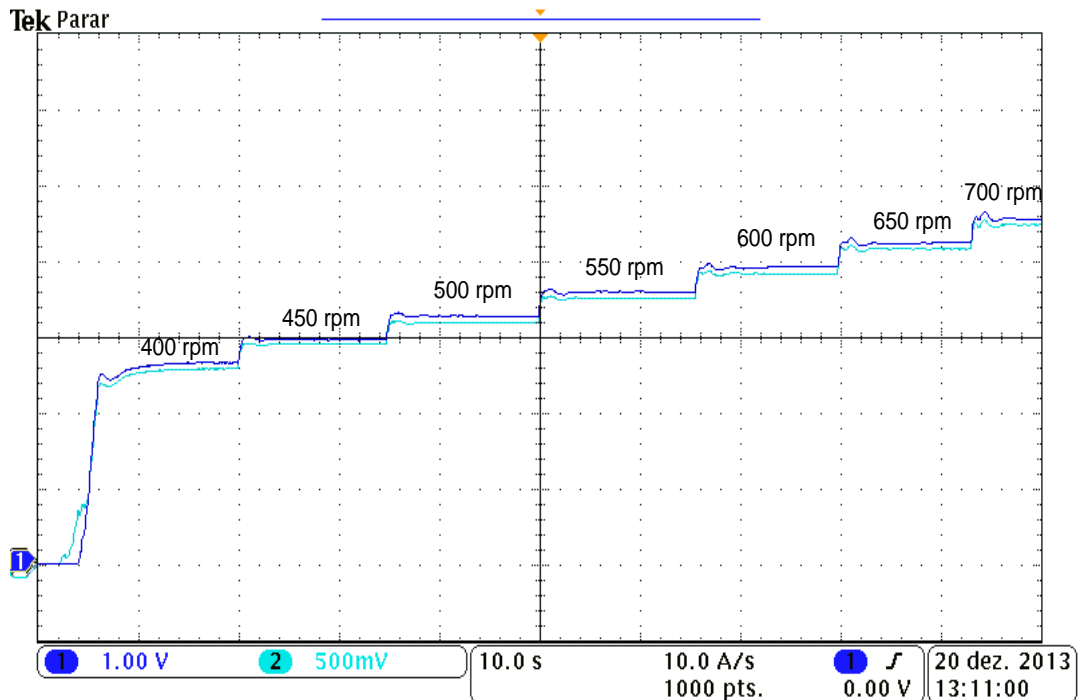


Figura 33 – Velocidade rotórica e velocidade real com variação de referência de velocidade: Experimental

A Figura 34 apresenta o comportamento do sistema com a presença de distúrbio de carga, sendo impostas as cargas: carga1 – 2,61 N.m e carga2 – 5,04 N.m. Os sinais estão mais próximos na figura abaixo, devido a aproximação do cursor no osciloscópio.

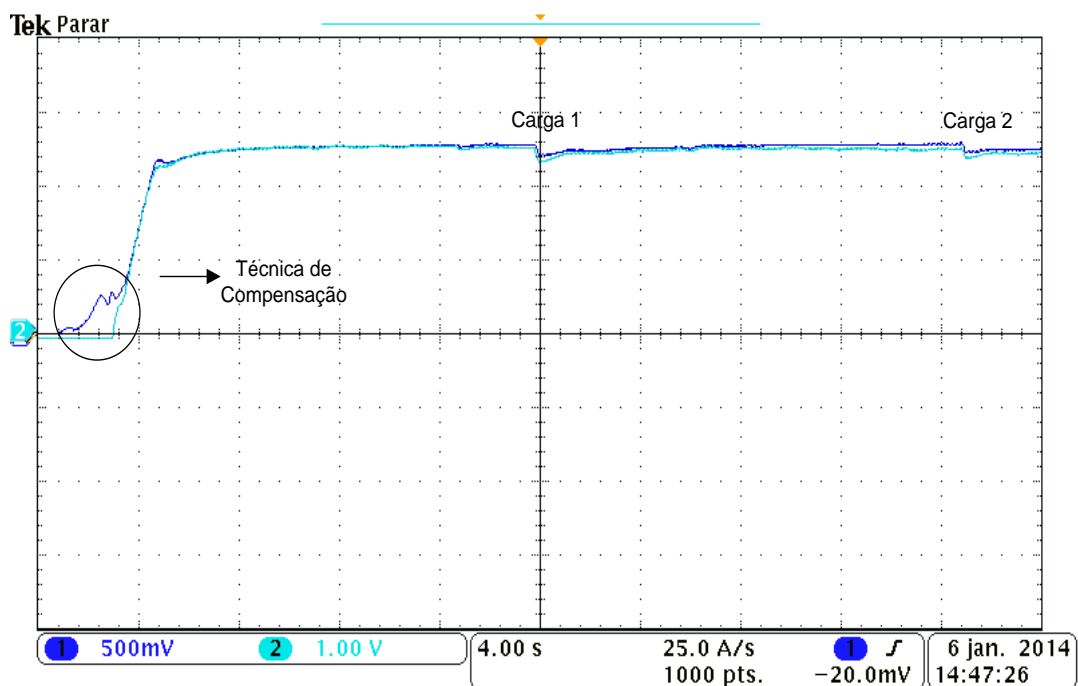


Figura 34 – Velocidade estimada na malha IFOC e velocidade real com variação de carga

4.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, descreveu-se o DSP TMS320F28069 empregado na implementação do algoritmo de controle proposto e a plataforma de acionamentos. Para a implementação deste algoritmo, algumas considerações foram realizadas, assim como a compensação de erro.

Os resultados obtidos em simulação Matlab® nos capítulos anteriores e os resultados da plataforma de acionamentos mostraram-se condizentes, conforme análise entre os mesmos. A estimativa de velocidade é próxima da real, mesmo perante a variação da referência de velocidade e a inserção de carga.

O estimador MRAS apresenta um erro de velocidade nos instantes iniciais e em regime permanente. Este erro pode ser atribuído a falhas na instrumentação utilizada e às variações paramétricas do sistema que afetam a estimativa, devido o mesmo depender de parâmetros da máquina. Também esse erro pode ser atribuído a interferências eletromagnéticas nas realizações das medições.

5. CONCLUSÃO

Grande parte das aplicações que utilizam acionamento de motores de indução com variação de velocidade requer um bom desempenho. Assim, durante as três últimas décadas tem crescido a difusão de servomecanismos de alto desempenho baseados em motores de indução. Alguns fatores que alavancaram a propagação no campo de aplicações deste motor como: a evolução da técnica de controle, redução de custo dos processadores digitais e conversores estáticos de energia.

Apesar do desenvolvimento da tecnologia de servomecanismos de motores de indução estar aquecida, a utilização de um sistema de acionamento *sensorless*, ou seja, sem a utilização de sensores mecânicos (velocidade e/ou torque) ainda é um campo a ser explorado. Atualmente, muitas técnicas vêm apresentando considerável avanço como: a utilização de modelos de regressão linear e algoritmos recursivos, filtro de Kalman, estimação de torque e fluxo, modos-deslizantes adaptativos, redes neurais artificiais, entre outros. Essas técnicas decorrem das necessidades de aperfeiçoar os métodos de estimação para responder a uma maior faixa de velocidade, incluindo rotações baixas e nulas, e para obtenção de técnicas robustas a variações paramétricas e de carga. Do ponto de vista industrial a maior contribuição do sistema *sensorless* para o acionamento de motores é a redução da complexidade da estrutura física, diminuição dos custos do sistema, podendo aumentar a confiabilidade do mesmo.

Inicialmente, neste trabalho foi apresentada uma revisão de literatura, onde foram descritas as linhas de evolução que resultaram no estado atual de desenvolvimento dos sistemas de acionamento CA. Na sequência é apresentada a modelagem do MIT, envolvendo as principais variáveis da máquina. As transformadas de Clark e Park são apresentadas para facilitar o equacionamento nos modelos matemáticos. Ainda nesta etapa, observou-se o acoplamento existente entre as correntes de eixo direto e em quadratura, o que dificulta uma ação de controle. Para compensar este efeito foram utilizados dois controladores proporcional-integral para calcular as tensões de acionamento a partir das correntes de referência. As referências de corrente de eixo direto e em quadratura são

geradas por controladores do tipo PI para o fluxo e para a velocidade, respectivamente. Estes quatro controladores compõem o controlador IFOC.

Para avaliação e validação da modelagem do MIT, foi realizada a simulação no ambiente de simulação Matlab®, onde foi possível analisar o comportamento do acionamento da máquina em malha aberta. Em seguida, realizou-se a simulação do controlador IFOC com acionamento de fluxo constante, com perfil de velocidade variável e distúrbio de carga, onde verificou-se o correto funcionamento dos controladores de fluxo, velocidade e corrente. Porém, foram desconsideradas as perdas no núcleo do motor durante as simulações, tendo em vista que suas perdas são significativamente pequenas. Os resultados experimentais do acionamento com os controladores IFOC foram apresentados na sequência, onde pode ser verificado o comportamento semelhante ao de simulação.

A partir da validação do sistema de acionamento com controladores IFOC, foi realizado o equacionamento da estimação de velocidade utilizando o sistema adaptativo por modelo de referência MRAS de fluxos da máquina. Esta estimativa foi proposta por (SCHAUDER, 1992) e adaptada por (HOLTZ, 2002). Este sistema envolve um controlador PI adicional, ou seja, o sistema com controladores IFOC e estimador MRAS, utiliza cinco controladores PI. Também para validação dessa técnica realizou-se simulação no Matlab®, apresentando bons resultados, apresentados e analisados no capítulo 3. A velocidade estimada é comparada com a velocidade medida no *encoder*, apresentando um erro absoluto de menos de 5%. Até este momento, a velocidade estimada não é implementada na malha de controle IFOC.

Na sequência, no capítulo 4, é apresentada a plataforma de acionamentos, mostrando os principais módulos e componentes da mesma. A plataforma foi projetada pelo Me. Jesse de Pelegrin do programa de pós-graduação em engenharia elétrica (PPGEE) – UTFPR, e implementada com auxílio do proponente deste trabalho.

Para que a estimação de velocidade fosse implementada na malha de controle IFOC, foi realizada uma compensação de erro sistemático. Pois, a estimação de velocidade apresentava valores iniciais de estimação, na qual acarretava elevadas oscilações na partida do MIT. Estes valores iniciais não foram totalmente eliminados, mas foram consideravelmente reduzidos, possibilitando a implementação da estimação de velocidade na malha de controle IFOC.

Para validação experimental da técnica proposta, foi desenvolvida um *software* em linguagem C, utilizando a ferramenta *Code Composer Studio*TM no DSP TMS320F28069. Foram realizadas as seguintes condições de acionamentos: com variação da referência de velocidade e distúrbio de carga, onde apresentaram resposta dinâmica satisfatórias. Também observou-se um caráter oscilatório na velocidade durante a inclusão de distúrbios de carga.

Conclui-se que o sistema de estimação de velocidade proposto é passível a utilização em servomecanismos de MIT.

Por fim, podem-se citar algumas sugestões para trabalhos futuros:

- Substituição dos controladores PI no sistema IFOC;
- Avaliação do sistema frente a variações paramétricas do motor;
- A utilização de outras técnicas de estimação de velocidade para efeito de comparação do desempenho dinâmico;
- Análise de interferência eletromagnética no sistema de acionamentos;
- Desenvolvimento de técnica de compensação de erro sistemático para toda a faixa de velocidade.

REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Florianópolis: UFSC/ELETROBRÁS, 1984.
- BIM, Edson. **Máquinas Elétricas e Acionamentos**. 1ª. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2009.
- BLASCKE, F. The principle of field orientation as applied to the nem transvector closed loop control system for rotating field machines. **Siemens Rev**, v. 34, p. 217-220, 1972.
- CÂMARA, Helder Tavares. **Uma Contribuição ao Controle de Motores de Indução Trifásico Sem O Uso de Sensores Mecânicos**. 2007. 209f. Tese, Santa Maria, 2007.
- CHAPMAN, Stephen J. **Electric Machinery Fundamentals**. 3ª. ed. [S.I.]: Estados Unidos da América, 1999.
- CILIA, J et al. Sensorless Position Detection for Vector-Controlled Induction Motor Drives Using as Asymmetric Outer-Section Cage. **IEEE Transactions**, v. 33, p. 1162-1169, Setembro 1997.
- GASTALDINI, Cristiane Cauduro. **Controle de Velocidade Sensorless de Motores de Indução Trifásicos Sujeitos a Distúrbios de Torque**. 2008. 141f. Dissertação - Uniservisade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.
- GIMÉNEZ, Ramón B. **High Perfomance Sensoless Vector Control of Induction Motor Drives**. 1995.Philosophy Doctor Thesis, Nottingham, 1995.
- HAFFNER, J.F. **Análise de Estimadores de Fluxo para Implementação de Técnicas de Controle por Campo Orientado Direto em Máquinas de Indução**. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, PUC-RS. [S.I.]. 1998.
- HOLTZ, Joachim. Sensorless Control of Induction Motor Drives. **IEEE**, Wuppertal - Germany, Agosto 2002.
- JASEN, P L.; LORENZ, R D. Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines. **IEEE Industry Applications Conferenre**, v. 31, p. 240-247, 1995.
- KRAUSE, Paul C. **Analysis of Electric Machinery**. United States of America : McGraw-Hill , 1986.
- LIPO, Thomas A. Recent Progress in the Development of Solid-State AC Motor Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 3, Abril 1988.
- MARTINS, Orlando S. **Comparação de Técnicas de Controle de Velocidade Sensorless Aplicadas a Motores de Indução em Plataforma DSP**. Universidade Federal de Santa Maria - UFSM. Santa Maria. 2006.
- NASH, J.N. Direct Torque Control, induction motor vector control witout an encoder. **IEEEE**, 1997.

PELEGRIN, Jesse. **Uma Nova Estratégia de Controle Baseado em Modelos de Perdas para Melhoria de Eficiência Energética em Motor de Indução Trifásico**. 2013. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2013.

PENG, Fang-Zheng. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors. **IEEE TRANCTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 30, Setembro 1994.

SCHAUDER, Colin. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 1054-1061, Setembro 1992.

SOUZA, Durval; ARAGÃO FILHO, Wilson C. P.; SOUSA, Giberto C. D. Adaptive Fuzzy Controller for Efficiency Optimization of Induction Motors. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, Agosto 2007. 2157-2164.

SOUZA, Neemias. **Apostila de Acionamentos Elétricos**. 2009. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia - Eletrotécnica, Rio Grande do Norte, 2009.

TAJIMA, H; HORI, Yuri. Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine, Proceedings of the IEEE Conference of the Industry Applications Society Annual Meeting, 1991. 385-391.

TEXAS, Instruments. **Inc. TMS320F28069, TMS320F28068, TMS320F28067, TMS320F28066, TMS320F28065, TMS320F28064, TMSF28063, TMSF28062. Digital Signal Processors Data Manual - SPRS698A. Revisão Janeiro 2011. 2011.[s.n.], 2011.**

TONG, L et al. **Srf-pll based sensorless control strategy using improved dead-beat controller for direct-driven permanent magnet synchronous generator (PMSG)**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.I.]: Twenty-Eight Annual IEEE. 2013. p. 2984 - 2989.

ZHEN, L E. A. Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines Based on Mutual MRAS scheme. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 29, p. 344-349, 1998.

ANEXOS

ANEXO I – TRANSFORMADAS DE CLARK E PARK

A.I.1 TRANSFORMADA DE CLARK

Em termos matemáticos a transformação $\alpha\beta 0$, consiste em uma transformação linear que diagonaliza as matrizes circulares simétricas, que aparecem na modelagem das máquinas elétricas.

Contudo, em termos físicos a transformação $\alpha\beta 0$ é a mudança de um sistema trifásico em um sistema bifásico, com mesma potência mecânica, torque, velocidade e número de par de polos. É comumente conhecida como transformação trifásico-bifásica. A obtenção da transformação é apresentada na Figura 35:

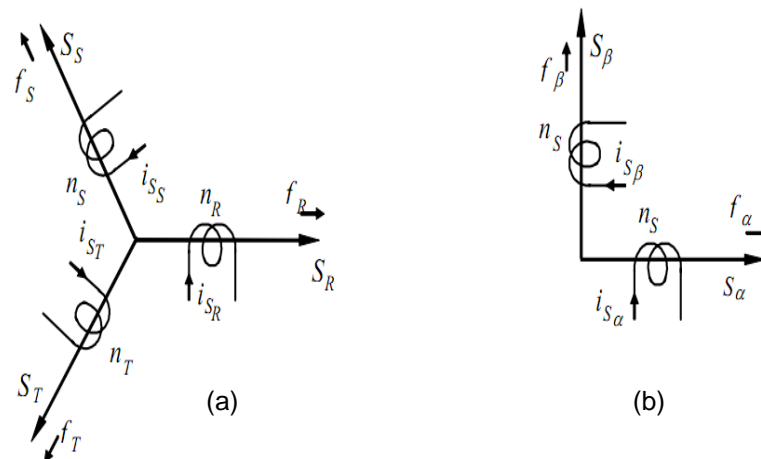


Figura 35 – Transformada de Clark: (a) Sistema Trifásico e (b) Sistema Bifásico Equivalente

O sistema trifásico contém os três enrolamentos idênticos que compõem sua estrutura com número de espiras igual a três, como apresenta a Figura 35a, e os que compõem a estrutura bifásica possuem o número de espiras igual a dois, como apresenta a Figura 35b.

A análise da transformação de Clark inicialmente será baseada pela grandeza de força magnetomotriz, devido à relação de espiras serem levada em consideração.

Uma corrente percorrida por um enrolamento produzirá uma força magnetomotriz F , conforme apresenta a equação (A.1).

$$F = n * i \quad (\text{A.1})$$

Portando será estabelecida uma transformação que permita encontrar F_α e F_β em função de F_1 , F_2 e F_3 , na qual a estrutura bifásica produzirá um efeito semelhante que a estrutura trifásica.

Assim como a Figura 35a apresenta um sistema trifásico e sabendo que a transformada de Clark resulta em um sistema bifásico ortogonal com eixo real α e eixo imaginário β , com referência angular estática fixa. Realizando a decomposição de vetores, resulta-se nas equações (A.2-3), respectivamente.

$$F_{s\alpha} = F_{s1} + F_{s2} \cos(2\pi/3) + F_{s3} \cos(4\pi/3) \quad (\text{A.2})$$

$$F_{s\beta} = 0 + F_{s2} \text{sen}(2\pi/3) + F_{s3} \text{sen}(4\pi/3) \quad (\text{A.3})$$

Em forma de matriz, obtém-se a equação (A.4):

$$\begin{bmatrix} F_{s\alpha} \\ F_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{s1} \\ F_{s2} \\ F_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Com o uso da equação (A.1), têm-se as equações (A.5-6):

$$\begin{bmatrix} F_{s\alpha} \\ F_{s\beta} \end{bmatrix} = n_2 \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{bmatrix} F_{s1} \\ F_{s2} \\ F_{s3} \end{bmatrix} = n_3 \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Substituindo as equações (A.5-6) na equação (A.4), tem-se a relação de corrente da transformada de Clark, na equação (A.7).

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

A equação (A.7) representa a transformada de Clark. Porém, deste modo a recíproca não é verdadeira, devido a mesma não admitir matriz inversa.

Para que uma matriz de transformação possa ser inversível, deve estar no formato de matriz quadrada. Então é definida uma corrente i_{s0} na equação (A.7), entretanto essa corrente não produz torque ao sistema, se o mesmo for um sistema equilibrado. Essa corrente é definida segundo a equação (A.8).

$$i_{s0} = a \frac{n_3}{n_2} (i_{s1} + i_{s2} + i_{s3}) \quad (\text{A.8})$$

Com o termo i_{s0} , tem-se a equação (A.9):

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

A matriz de transformação, portanto foi definida como sendo equação (A.10):

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Portanto é considerando \mathbf{A}^{-1} a matriz de transformação de Clark, onde realiza a transformação do sistema trifásico para um sistema equivalente bifásico.

Assim, como apresentada em forma de matriz quadrada na equação (A.10), sendo possível obter variáveis do sistema trifásico a partir do sistema bifásico, caso seja necessário.

Os termos faltantes na equação (A.10) podem ser deduzidos da seguinte maneira: potência constante ou tensão constante. A dedução para obtenção dos termos utilizará potência constante. A seguir são apresentadas as condições para

que a potência seja invariante sob a transformação de Clark, apresentados nas equações (A.11-12).

$$[i] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix}, [v] = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

$$p = [v]^t [i] \quad (\text{A.12})$$

As equações (A.13-14) representam os vetores tensão e corrente, na qual são transformadas pela matriz A^{-1} .

$$[vt] = \mathbf{A}^{-1} [v] \quad (\text{A.13})$$

$$[it] = \mathbf{A}^{-1} [i] \quad (\text{A.14})$$

Portanto os vetores da equação (A.11) podem ser expressos pelas equações (A.15-16):

$$[v] = [vt] \mathbf{A} \quad (\text{A.15})$$

$$[i] = [it] \mathbf{A} \quad (\text{A.16})$$

$$[v]^t = [vt]^t \mathbf{A}^t \quad (\text{A.17})$$

Utilizando as equações (A.16) e (A.17) e substituindo na equação (A.12), tem-se (18-22):

$$p = [vt]^t \mathbf{A}^t [it] \mathbf{A} \quad (\text{A.18})$$

$$p = [vt]^t [it] = p^t \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{A}^t \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

$$\mathbf{A}^t = \mathbf{A}^{-1} \quad (\text{A.21})$$

$$\mathbf{A}^{-1} (\mathbf{A}^{-1})^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Utilizando a dedução pela potência constante, obtém-se a seguinte equação (A.23) para determinar os termos faltantes da matriz \boxed{A}^{-1} na equação (A.10).

$$\frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & 1 & 0 \\ a & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ a & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

Realizando a multiplicação de matrizes e isolando as variáveis desejadas, encontram-se as seguintes relações, apresentadas nas equações (A.24-25)

$$\frac{n_3}{n_2} 3a^2 = 1 \quad (\text{A.24})$$

$$\frac{n_3}{n_2} \left(1 + \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \right) = 1 \quad (\text{A.25})$$

Portanto, tem-se os termos representados em (A.26):

$$\frac{n_3}{n_2} = \frac{2}{3}, \quad a = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.26})$$

Com a determinação dos termos para matriz de transformação \mathbf{A}^{-1} , determina-se na equação (A.27), a matriz de transformação completa de Clark.

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

Realizadas as deduções dos termos faltantes, a matriz de transformação esta completa. Com isso, têm-se as seguintes definições para a utilização da transformada, expressas nas equações (A.28-30)

$$[i_s]_{\alpha\beta 0} = \mathbf{A}^{-1} [i_s]_{123} \quad (\text{A.28})$$

$$[i_s]_{123} = \mathbf{A} [i_s]_{\alpha\beta 0} \quad (\text{A.29})$$

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

Com a aplicação da matriz de transformação as grandezas de tensão, corrente, fluxo e força magnetomotriz do estator são simplificadas de um sistema trifásico para um sistema bifásico. Contudo, o eixo rotórico continua a girar mesmo com a aplicação da transformada de Clark. A seguinte transformada de Park levará em consideração o ângulo existente entre os enrolamentos do estator e o rotor.

A.1.2 – TRANSFORMADAS DE PARK

A transformada de Park é a mais importante transformação, pois mesmo com a utilização da transformada de Clark, os enrolamentos do rotor continuam a girar com velocidade $\dot{\theta}$.

A proposta de Park foi de tornar os enrolamentos do rotor estáticos, ou assim dizendo, enrolamentos do estator fixos e enrolamentos do rotor pseudo-estacionários. Convém informar que as variáveis estatóricas não sofreram a transformadas de Park, pois são fixas. Portanto, somente as variáveis rotóricas sofreram a ação de transformação.

Desta forma podem ser definidas as variáveis do estator no eixo dq em relação aos eixos $\alpha\beta$, pela equação (A.31).

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

Para que a transformada seja possível é levado em consideração o ângulo existente entre os enrolamentos do rotor e os enrolamentos do estator, conforme apresentado na Figura 36, onde ilustram o resultado da transformação. Todos os enrolamentos são considerados idênticos.

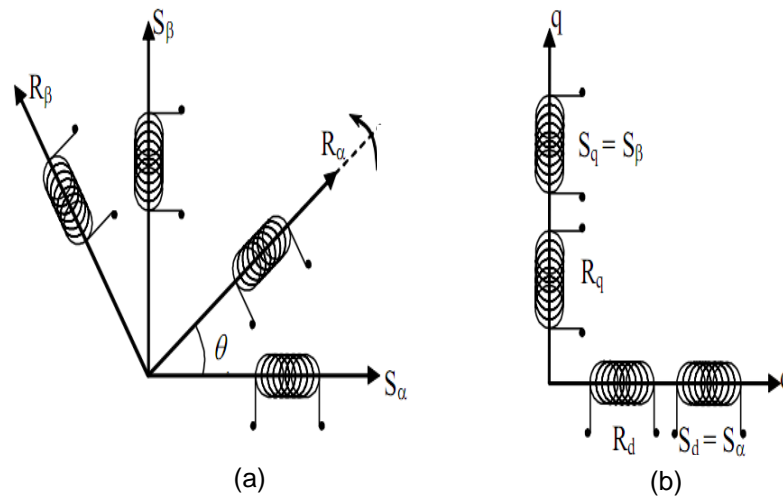


Figura 36 – Transformada de Park: (a) Sistema Bifásico e (b) Sistema Pseudo-Estacionário

Assim como na transformada de Clark, é realizada a decomposição das variáveis girantes na transformada de Park, levando em consideração o ângulo θ , entre o estator e o rotor. As equações (A.32-33) apresentam as decomposições das variáveis de interesse, neste caso as correntes rotóricas:

$$i_{rd} = i_{r\alpha} \cdot \cos \theta - i_{r\beta} \cdot \sin \theta \quad (\text{A.32})$$

$$i_{rq} = i_{r\alpha} \cdot \sin \theta + i_{r\beta} \cdot \cos \theta \quad (\text{A.33})$$

Assim representando em forma de matriz pela equação (A.34), tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.34})$$

Até então as variáveis obtidas da transformada de Park foram representadas com o referencial ao eixo estatórico. Contudo, é possível realizar a transformada de Park em outro referencial, mas deixa de serem válidas as equações acima, pois se deve levar em consideração o ângulo do novo referencial.

Portanto, estudou-se a transformação realizada no referencial genérico, onde serão considerados valores de velocidade genéricos, ou seja, considerando os enrolamentos do estator S_α e S_β em repouso, os enrolamentos do rotor R_α e R_β girando com uma velocidade ω e o sistema de eixos da transformação de Park girando a uma velocidade Ψ , ilustrado na Figura 37.

Todos os enrolamentos possuem o mesmo número de espiras. Fazendo as projeções das forças magnetomotriz, do rotor e do estator sobre o eixo de referência dq, obtendo-se as equações (A.35-38).

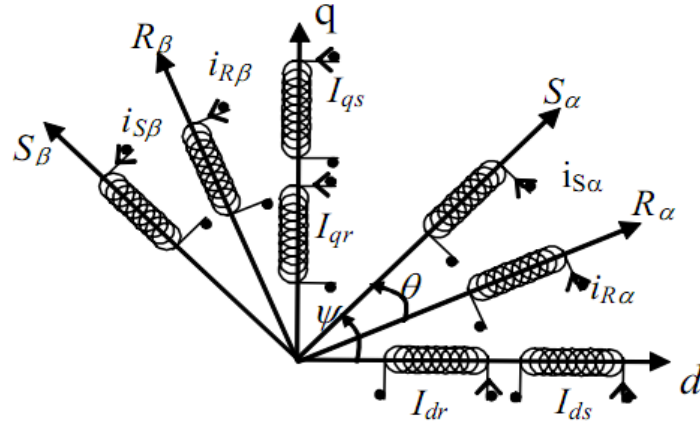


Figura 37 – Transformada de Park no referencial arbitrário

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos \psi + i_{s\beta} \cdot \sen \psi \quad (\text{A.35})$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \cdot \sen \psi + i_{s\beta} \cdot \cos \psi \quad (\text{A.36})$$

$$i_{rd} = i_{r\alpha} \cdot \cos(\psi - \theta) - i_{r\beta} \cdot \sen(\psi - \theta) \quad (\text{A.37})$$

$$i_{rq} = i_{r\alpha} \cdot \sen(\psi - \theta) + i_{r\beta} \cdot \cos(\psi - \theta) \quad (\text{A.38})$$

Assim em matrizes as equações (A.39-40):

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sen \psi \\ -\sen \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.39})$$

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi - \theta) & \sen(\psi - \theta) \\ -\sen(\psi - \theta) & \cos(\psi - \theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.40})$$

Alguns casos particulares, comumente empregados são os seguintes:

1– Referencial no estator ($\psi = 0$), equações (A.41-42):

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.41})$$

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sen \theta \\ \sen \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.42})$$

2 – Referencial no rotor ($\psi = \theta$), equações (A.43-44):

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta \\ \text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.43})$$

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.44})$$

ANEXO II – MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

A implementação de técnicas de controle, requer um modelo matemático adequado que represente a dinâmica da planta a ser controlada e/ou observada. Além disso, alguns artifícios matemáticos são utilizados para facilitar o projeto do controlador aplicado ao motor de indução, tais como a transformada de Clark ($\alpha\beta 0$) e a transformada de Park ($dq0$). Essas técnicas transformam um sistema trifásico em um sistema bifásico em eixos pseudo-estacionário, com a mesma potência mecânica, torque, velocidade, número de polos.

Neste anexo é apresentado uma análise do motor de indução, com a modelagem elétrica e mecânica no referencial genérico e fluxo rotórico, que serão necessário para o projeto do controlador e do estimador da velocidade rotórica.

A.II.1 REFERENCIAL GENÉRICO

A modelagem matemática é utilizada para obter uma descrição do comportamento das grandezas internas da máquina e, no caso do MIT, o comportamento dinâmico deve ser obtido através das equações de:

- Tensão/ corrente;
- Fluxo concatenado;
- Conjugado eletromagnético;
- Movimento e posição angular.

No estudo do motor de indução trifásico, considera-se que o motor apresenta estruturas magnéticas cilíndricas tanto no rotor como no estator. Contudo, o rotor gaiola de esquilo apresenta um número de fases superior a três, uma vez que cada barra presente constitui uma fase. Contudo, o método de modelagem a ser utilizado serve para qualquer número de fases e, conseqüentemente, para o rotor de gaiola.

Para a representação matemática, algumas hipóteses e convenções devem ser levadas em considerações:

- Os três enrolamentos estatóricos são iguais entre si;
- Os três enrolamentos rotóricos são iguais entre si;
- Os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais, tanto no estator quanto no rotor;
- O entreferro é considerado constante;
- As perdas magnéticas são desconsideradas e o circuito magnético é ideal;
- A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal.

Além disso, na modelagem são utilizadas as transformadas de Clark e Park. As equações de tensão da máquina no referencial genérico ω podem ser expressas como Krause (KRAUSE, 1986) nas equações (A.45-46):

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & -L_s\omega & sL_m & -L_m\omega \\ L_s\omega & R_s + sL_s & L_m\omega & sL_m \\ sL_m & -L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & R_r + sL_r & -L_r(\omega - N_{pp}\omega_r) \\ L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & sL_m & L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & R_r + sL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.45})$$

$$T_e = N_{pp} \cdot L_m \cdot (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \quad (\text{A.46})$$

onde L_s, L_r são indutâncias estatórica e rotórica, L_m representa indutância mútua, R_s, R_r são resistências estatórica e rotórica, respectivamente, N_{pp} é o número de par de polos da máquina. Ainda, ω é a velocidade do sistema de referência (rad/s) e ω_r é a velocidade rotórica. O operador de Laplace “s” indica derivação da variável. Com a obtenção das transformadas de Park, tem-se as tensões $V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$, onde são as tensões nos eixos direto e em quadratura estatóricas e rotóricas, respectivamente. E as correntes nos eixos direto e em quadratura são dadas por $I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}$, respectivamente.

A equação (A.46) do torque elétrico é responsável pelo acoplamento entre o modelo mecânico e o modelo elétrico do motor de indução. Prosseguindo a modelagem, os fluxos nos eixos direto e em quadratura estatóricos $[\varphi_s]_{dq}$ e rotóricos $[\varphi_r]_{dq}$, são obtidos, conforme as seguintes equações (A.47-48):

$$[\varphi_s]_{dq} = L_s \mathbf{I}[I_s]_{dq} + L_m \mathbf{I}[I_r]_{dq} \quad (\text{A.47})$$

$$[\varphi_r]_{dq} = L_r \mathbf{I}[I_r]_{dq} + L_m \mathbf{I}[I_s]_{dq} \quad (\text{A.48})$$

onde $[\varphi_s] = [\varphi_{ds} \ \varphi_{qs}]^T$, $[\varphi_r] = [\varphi_{dr} \ \varphi_{qr}]^T$, $[I_s] = [I_{ds} \ I_{qs}]^T$, $[I_r] = [I_{dr} \ I_{qr}]^T$ e \mathbf{I} é uma matriz identidade de dimensão 2×2 .

As equações (A.49-52), considera um MIT do tipo gaiola de esquilo, onde as tensões rotóricas V_{dr} e V_{qr} são nulas, pois o circuito rotórico é curto-circuitado. Com isso, pode-se reescrever a equação (A.45) e obter o circuito equivalente bifásico do motor no referencial genérico de eixos dq, onde é apresentado na Figura 38.

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \dot{I}_{ds} - \omega L_s I_{qs} + L_m \dot{I}_{dr} - \omega L_m I_{qr} \quad (\text{A.49})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \dot{I}_{qs} + \omega L_s I_{ds} + L_m \dot{I}_{qr} + \omega L_m I_{dr} \quad (\text{A.50})$$

$$0 = L_m \dot{I}_{ds} - (\omega - N_{pp}\omega_r) L_m I_{qs} + R_r I_{dr} + L_r \dot{I}_{dr} - (\omega - N_{pp}\omega_r) L_r I_{qr} \quad (\text{A.51})$$

$$0 = L_m \dot{I}_{qs} + (\omega - N_{pp}\omega_r) L_m I_{ds} + R_r I_{qr} + L_r \dot{I}_{qr} + (\omega - N_{pp}\omega_r) L_r I_{dr} \quad (\text{A.52})$$

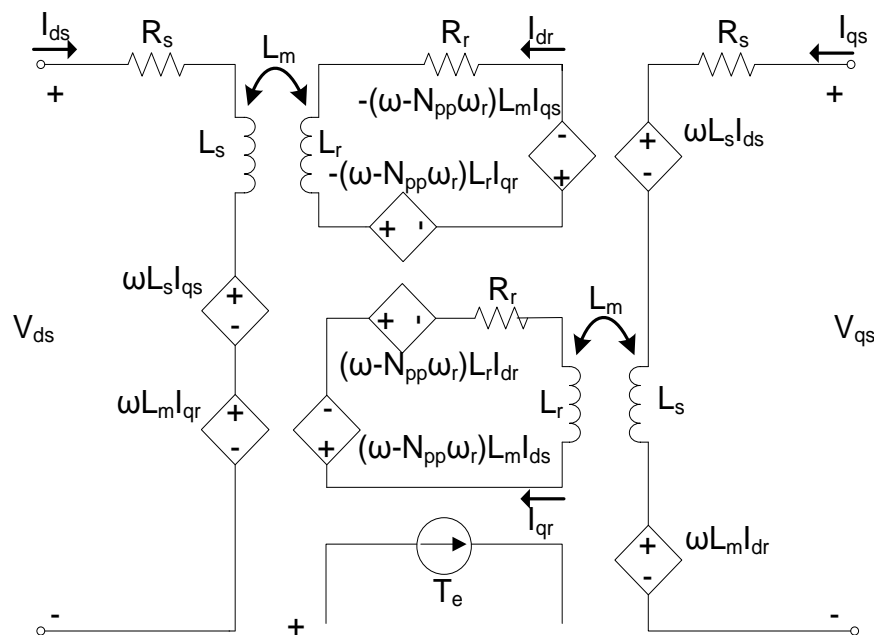


Figura 38 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico em um referencial genérico no eixo dq

Com a aplicação das equações anteriores equações (A.49-52), isolando-se as variáveis de corrente com derivação (\dot{x}) das equações, têm-se:

Das equações (A.49) e (A.51), obtém-se respectivamente (A.53) e (A.54):

$$\dot{I}_{ds} = -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{dr} + \omega \frac{L_m}{L_s} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s} \quad (\text{A.53})$$

$$\dot{I}_{dr} = -\frac{L_m}{L_r} \dot{I}_{ds} + (\omega - N_{pp}\omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} I_{dr} + (\omega - N_{pp}\omega_r) I_{qr} \quad (\text{A.54})$$

Substituindo-se a equação (A.54) na equação (A.53), tem-se a equação (A.55):

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} = & -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{L_m}{L_s L_r} (-L_m \dot{I}_{ds} + (\omega - N_{pp}\omega_r) L_m I_{qs} - R_r I_{dr} + \\ & (\omega - N_{pp}\omega_r) L_r I_{qr}) + \omega \frac{L_m}{L_s} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s} \end{aligned} \quad (\text{A.55})$$

Isolando a variável de estado \dot{I}_{ds} da equação (A.55), obtém-se a equação (A.56):

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) = & -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \omega I_{qs} - (\omega - N_{pp}\omega_r) \frac{L_m^2}{L_s L_r} I_{qs} + \frac{R_r L_m}{L_s L_r} I_{dr} - (\omega - \\ & N_{pp}\omega_r) \frac{L_m}{L_s} I_{qr} + \omega \frac{L_m}{L_s} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s} \end{aligned} \quad (\text{A.56})$$

Com a equação (A.56) é possível definir termo comum, como a equação (A.57) apresenta:

$$a_0 = L_s L_r - L_m^2 \quad (\text{A.57})$$

reescrevendo a equação (A.56), com a substituição da equação (A.57), tem-se a equação (A.58).

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} = & -\frac{R_s L_r}{a_0} I_{ds} + \omega \frac{L_s L_r}{a_0} I_{qs} - (\omega - N_{pp}\omega_r) \frac{L_m^2}{a_0} I_{qs} + \frac{R_r}{a_0} I_{dr} - (\omega - \\ & N_{pp}\omega_r) \frac{L_r L_m}{a_0} I_{qr} + \omega \frac{L_r L_m}{a_0} I_{qr} + \frac{L_r V_{ds}}{a_0} \end{aligned} \quad (\text{A.58})$$

Simplificando a equação (A.58), obtém-se a equação (A.59):

$$\dot{I}_{ds} = -\frac{R_s L_r}{a_0} I_{ds} + \left(\omega + N_{pp}\omega_r \frac{L_m^2}{a_0}\right) I_{qs} + \frac{R_r L_m}{a_0} I_{dr} + N_{pp}\omega_r \frac{L_m L_r}{a_0} I_{qr} + \frac{L_r}{a_0} V_{ds} \quad (\text{A.59})$$

Para facilitar o tratamento algébrico das expressões anteriores, foram definidos os seguintes termos, equações (A.60-64):

$$a_1 = \frac{R_s L_r}{a_0} \quad (\text{A.60})$$

$$a_2 = \frac{L_m^2}{a_0} \quad (\text{A.61})$$

$$a_3 = \frac{R_r L_r}{a_0} \quad (\text{A.62})$$

$$a_4 = \frac{L_r L_m}{a_0} \quad (\text{A.63})$$

$$a_5 = \frac{L_r}{a_0} \quad (\text{A.64})$$

Substituindo as equações (A.60-64), na equação (A.59), obtém-se a equação (A.65), em termos de coeficientes comum.

$$\dot{I}_{ds} = -a_1 I_{ds} + (\omega + N_{pp} \omega_r a_2) I_{qs} + a_3 I_{dr} + N_{pp} \omega_r a_4 I_{qr} + a_5 V_{ds} \quad (\text{A.65})$$

Das equações (A.50-52), obtém-se respectivamente as equações (A.66-67):

$$\dot{I}_{qs} = -\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \omega I_{qs} - \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{qr} - \omega \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{V_{qs}}{L_s} \quad (\text{A.66})$$

$$\dot{I}_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} \dot{I}_{qs} - (\omega - N_{pp} \omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} I_{qr} - (\omega - N_{pp} \omega_r) I_{dr} \quad (\text{A.67})$$

Substituindo-se a equação (A.67) na equação (A.66), tem-se a equação (A.68):

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qs} = & -\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \omega I_{qs} - \frac{L_m}{L_s} \left(-\frac{L_m}{L_r} \dot{I}_{qs} - (\omega - N_{pp} \omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} I_{qr} + (\omega - \right. \\ & \left. - N_{pp} \omega_r) I_{dr} \right) - \omega \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{V_{qs}}{L_s} \end{aligned} \quad (\text{A.68})$$

Utilizando os termos definidos pelas equações (A.57) e (A.60-64), reescreve-se a equação (A.68) na equação (A.69)

$$\dot{i}_{qs} = -(\omega + N_{pp}\omega_r a_2)I_{ds} - a_1 I_{qs} - N_{pp}\omega_r a_4 I_{dr} + a_3 I_{qr} + a_5 V_{qs} \quad (\text{A.69})$$

As variáveis de estados estatóricas ($\dot{I}_{ds}, \dot{I}_{qs}$), foram obtidas pelas equações do circuito equivalente, pelo procedimento de substituições de equações. As variáveis de estados rotóricas ($\dot{I}_{dr}, \dot{I}_{qr}$), serão obtidas do mesmo modo que as correntes (I_{ds}, I_{qs}).

Substituindo a equação (A.53) em (A.54), tem-se a equação (A.70)

$$\dot{I}_{dr} = -\frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{dr} + \omega \frac{L_m}{L_s} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s} \right) + (\omega - N_{pp}\omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} I_{dr} + (\omega - N_{pp}\omega_r) I_{qr} \quad (\text{A.70})$$

Isolando a variável de estado \dot{I}_{dr} na equação (A.70), obtém-se a equação (A.71)

$$\dot{I}_{dr} - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \dot{I}_{dr} = -\frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \omega I_{qs} + \omega \frac{L_m}{L_s} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s} \right) + (\omega - N_{pp}\omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} I_{dr} + (\omega - N_{pp}\omega_r) I_{qr} \quad (\text{A.71})$$

Reescrevendo a equação (A.71), em termos dos coeficientes definidos nas equações (2.57) e (2.60)-(2.64), obtém-se a equação (A.72)

$$\dot{I}_{dr} = \frac{R_s L_m}{a_0} I_{ds} - N_{pp}\omega_r \frac{L_s L_m}{a_0} I_{qs} - \frac{R_r L_s}{a_0} I_{ds} + \left(\omega - N_{pp}\omega_r \frac{L_s L_r}{a_0} \right) I_{qr} - \frac{L_m}{a_0} V_{ds} \quad (\text{A.72})$$

Com a equação (A.72) é possível definir novos coeficientes para facilitar o tratamento algébrico das equações, tem-se as seguintes definições:

$$a_6 = \frac{R_s L_m}{a_0} \quad (\text{A.73})$$

$$a_7 = \frac{L_s L_m}{a_0} \quad (\text{A.74})$$

$$a_8 = \frac{R_r L_s}{a_0} \quad (\text{A.75})$$

$$a_9 = \frac{L_s L_r}{a_0} \quad (\text{A.76})$$

$$a_{10} = \frac{L_m}{a_0} \quad (\text{A.77})$$

Reescrevendo a equação (A.72), em função das equações (A.73-77), tem-se a equação (A.78):

$$\dot{I}_{dr} = a_6 I_{ds} - N_{pp} \omega_r a_7 I_{qs} - a_8 I_{dr} + (\omega - N_{pp} \omega_r a_9) I_{qr} - a_{10} V_{ds} \quad (\text{A.78})$$

O procedimento para defini-la a última variável de estado, é o mesmo adotado para as demais, com a substituição da equação (A.66) em (A.67), tem-se a equação (A.79)

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qr} = & -\frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \omega I_{ds} - \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{qr} - \omega \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{V_{qs}}{L_s} \right) - (\omega - N_{pp} \omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \\ & \frac{R_r}{L_r} I_{qr} - (\omega - N_{pp} \omega_r) I_{dr} \end{aligned} \quad (\text{A.79})$$

Isolando a variável de estado \dot{I}_{qr} na equação (A.79), tem-se a equação (A.80):

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qr} - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \dot{I}_{qr} = & -\frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \omega I_{ds} - \omega \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{V_{qs}}{L_s} \right) - (\omega - N_{pp} \omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \\ & \frac{R_r}{L_r} I_{qr} - (\omega - N_{pp} \omega_r) I_{dr} \end{aligned} \quad (\text{A.80})$$

Reescrevendo a equação (A.80), em termos dos coeficientes definidos nas equações (A.57) e (A.73-77), obtém-se a equação (A.81):

$$\dot{I}_{qr} = a_6 I_{qs} + N_{pp} \omega_r a_7 I_{ds} - a_8 I_{qr} + (-\omega + N_{pp} \omega_r a_9) I_{dr} - a_{10} V_{qs} \quad (\text{A.81})$$

Com as deduções das equações (A.65), (A.69), (A.78) e (A.81) isolando-se as variáveis de corrente com derivação das equações, as mesmas podem ser escritas na forma de equações de estado como apresentando na equação (A.82), que posteriormente podem ser utilizadas como modelo para projeto dos controladores em um referencial genérico do motor de indução:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (\text{A.82})$$

Assim definindo o vetor de estado \mathbf{x} na equação (A.83) e o vetor de entrada \mathbf{u} na equação (A.84)

$$[\mathbf{x}] = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr}]^T \quad (\text{A.83})$$

$$[\mathbf{u}] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T \quad (\text{A.84})$$

Na forma matricial, o modelo por equações de estado do motor de indução trifásico para um referencial genérico é dado pela equação (A.85)

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{dr} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & (\omega + N_{pp} \omega_r a_2) & a_3 & N_{pp} \omega_r a_4 \\ -(\omega + N_{pp} \omega_r a_2) & -a_1 & -N_{pp} \omega_r a_4 & a_3 \\ a_6 & -N_{pp} \omega_r a_7 & -a_8 & (\omega - N_{pp} \omega_r a_9) \\ N_{pp} \omega_r a_7 & a_6 & (-\omega + N_{pp} \omega_r a_9) & -a_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_5 & 0 \\ 0 & a_5 \\ -a_{10} & 0 \\ 0 & -a_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.85})$$

A.II.2 REFERENCIAL NO FLUXO ROTÓRICO

O modelo elétrico do motor no referencial genérico é utilizado para obter-se o modelo no referencial fluxo rotórico. Este referencial pode ser utilizado para

simulação e implementação experimental dos controladores PI (proporcional-integral) do sistema de controle.

Primeiramente, considere as equações de fluxos dadas pelas equações (A.86-89)

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \quad (\text{A.86})$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \quad (\text{A.87})$$

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \quad (\text{A.88})$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \quad (\text{A.89})$$

e as correntes rotóricas são dadas pelas equações (A.90)-(A.91):

$$I_{dr} = \frac{\varphi_{ds}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} I_{ds} \quad (\text{A.90})$$

$$I_{qr} = \frac{\varphi_{qs}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} I_{qs} \quad (\text{A.91})$$

Realizando as substituições das equações (A.90-91), nas equações de fluxo (A.88-89), obtém-se as equações (A.92-93):

$$\varphi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \varphi_{ds} + \frac{L_m^2 - L_s L_r}{L_m} I_{ds} \quad (\text{A.92})$$

$$\varphi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \varphi_{qs} + \frac{L_m^2 - L_s L_r}{L_m} I_{qs} \quad (\text{A.93})$$

Com o desenvolvimento matemático das equações (A.49-52) e (A.90-93), é possível obter as equações de estado do motor no referencial fluxo rotórico, como apresenta a equação (A.94):

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_m^2}{\tau_r L_s L_r \sigma} - \frac{R_s}{L_s \sigma} & \omega \\ \omega & -\frac{L_m^2}{\tau_r L_s L_r \sigma} - \frac{R_s}{L_s \sigma} \end{bmatrix} + \quad (\text{A.94})$$

$$+ \varphi_{dr} \begin{bmatrix} \frac{L_m}{\tau_r L_s L_r \sigma} \\ \frac{N_{pp} \omega_r L_m}{L_s L_r \omega} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s \sigma} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

onde τ_r representa a constante rotórica do motor, apresentado na equação (A.95) e σ é o coeficiente de dispersão, dado pela equação (A.96)

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{A.95})$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (\text{A.96})$$

No referencial do fluxo rotórico o eixo de coordenadas d encontra-se alinhada com o mesmo. Portanto, pode-se afirmar que o fluxo rotórico no eixo q é nulo.

Para determinar a equação do torque elétrico no referencial do fluxo rotórico, considera-se as equações (A.88-89) reescritas na equação (A.97), em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.97})$$

Isolando as correntes rotóricas da equação (A.97), tem-se:

$$I_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - L_m I_{ds}}{L_r} \quad (\text{A.98})$$

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} I_{qs} \quad (\text{A.99})$$

Substituindo as equações (A.98-99) na equação (A.46), tem-se a equação do torque elétrico no referencial do fluxo rotórico, dado pela equação (A.100)

$$T_e = L_m \left(\frac{\varphi_{dr} - L_m I_{ds}}{L_r} I_{qs} - I_{ds} \frac{-L_m}{L_r} I_{qs} \right) \quad (\text{A.100})$$

A equação (A.100) pode ser simplificada, resultando na equação (A.101):

$$T_e = L_m \frac{\varphi_{dr}}{L_r} I_{qs} \quad (\text{A.101})$$

Considerando a equação do fluxo rotórico no eixo direto em regime permanente, e para uma corrente I_{ds} constante, pode-se reescrever a equação (A.101), apresentado na equação do torque (A.102), em função das correntes, indutância mútua e número de pares de polos (N_{pp}).

$$T_e = \frac{N_{pp} I_{ds} I_{qs} L_m^2}{L_r} \quad (\text{A.102})$$