



UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**PI-MQR ADAPTATIVO APLICADO A UM
MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO
A PLATAFORMA DSPACE1103**

PAULO CÉSAR DA SILVA

JOINVILLE, 2015

PAULO CÉSAR DA SILVA

**PI-MQR ADAPTATIVO APLICADO A UM MOTOR DE
INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO A PLATAFORMA
DSPACE1103**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Prof^a. Dr^a. Mariana Santos Matos Cavalc
Coorientador: Prof. Dr. Ademir Nied

JOINVILLE
2015

S586p

Silva, Paulo César da

PI-MQR Adaptativo Aplicado a um Motor de Indução Trifásico
Utilizando a Plataforma DSPACE1103 / Paulo Cesar da Silva. – 2015.
116 p. : il. ; 21 cm

Orientador: Mariana Santos Matos Cavalca

Coorientador: Ademir Nied

Bibliografia: 112-114 p.

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado de Santa Catarina
Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2015.

1. Motor de indução trifásico. 2. Identificação paramétrica. 3. Mínimos quadrados recursivos. 4. Controle adaptativo. 5. dSPACE (DS1103) .
- I. Cavalca, Mariana Santos Matos. II. Nied, Ademir. III. Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD 621.46 – 23.ed.

PAULO CÉSAR DA SILVA
PI-MQR ADAPTATIVO APLICADO A UM MOTOR DE
INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO A PLATAFORMA
DSPACE 1103

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração "Automação de Sistemas".

Banca Examinadora

Orientadora:

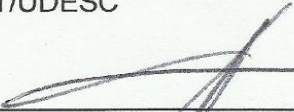


Profa. Dra. Mariana Santos Matos Cavalca
CCT/UDESC

Suplente/Coorientador:

Prof. Dr. Ademir Nied
CCT/UDESC

Membros



Prof. Dr. Edson da Costa Bortoni
UNIFEI



Prof. Dr. José de Oliveira
CCT/UDESC

Joinville, SC, 10 de julho de 2015.

Aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a toda a minha família, em especial aos meus pais, pelo incentivo, apoio e carinho durante mais esta etapa da minha vida.

Agradeço à minha orientadora, Prof^a. Dr^a. Mariana Santos Matos Cavalca e ao meu coorientador, Prof. Dr. Ademir Nied, pelas sugestões e contribuições dadas para o desenvolvimento deste trabalho, além da paciência e incentivo à pesquisa durante todo o processo.

Gostaria de agradecer a todos os integrantes do Grupo de Controle de Sistemas (GCS) da UDESC, em especial a Daniel dos Santos Matos e Eduardo Henrique Couto pela grande ajuda prestada para o desenvolvimento do presente trabalho.

Agradeço aos demais professores do Departamento de Engenharia Elétrica, que contribuíram de alguma forma para a concretização deste trabalho.

Agradeço a Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) pelo incentivo financeiro através da bolsa de estudos do programa PROMOP.

“O que sabemos é uma gota; o que ignoramos é um oceano.”

Isaac Newton

RESUMO

SILVA, Paulo César. **Motor de Indução Trifásico**. 2015. 116f. Dissertação (Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica - Área: Automação de Sistemas) – Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, 2015.

Os parâmetros elétricos do motor de indução trifásico variam conforme o seu ponto de operação, com a temperatura e também com a degradação natural da máquina. Visto que o projeto de reguladores são tipicamente realizados com base em equações lineares e simplificadas da máquina, a variação paramétrica pode causar respostas indesejadas, pois o comportamento do motor é não-linear e variante no tempo. Desta forma propõe-se neste trabalho realizar a identificação dos parâmetros elétricos do motor de indução, utilizando o estimador denominado de Mínimos Quadrados Recursivos (MQR). Assim, com os dados paramétricos atualizados a cada período de amostragem, pode-se recalcular em tempo real, os ganhos dos reguladores que são projetados para o controle da máquina de indução e tornar os descasamentos menores. Os resultados experimentais foram obtidos com o processamento realizado pelo *hardware* dSPACE (DS1103), que possui uma interface com o Matlab/Simulink, facilitando a utilização por parte do usuário e reduzindo o tempo dispendido para os testes em bancada. Os resultados de simulações numéricas e práticos apresentam uma comparação entre a malha proposta, com a identificação paramétrica e atualização dos ganhos dos controladores (controle adaptativo) e a malha com controladores com ganhos fixos.

Palavras-chave: Motor de indução trifásico. Identificação paramétrica. Mínimos quadrados recursivos. Controle adaptativo. dSPACE (DS1103).

ABSTRACT

SILVA, Paulo César. **Induction Machine**. 2015. 116f. Dissertation (Master in Electrical Engineering - Area: Systems Automation) – State University of Santa Catarina. Joinville, 2015.

The electrical parameters of three-phase induction motors vary according to their operating point, with the temperature and also with the natural machine degradation. Since the design regulators are typically performed based on linear and simplified equations of the machine, the parametric variation can cause unwanted responses, since the motor behavior is non-linear and time variant. Thus, it is proposed in this work carry the identification of the electrical parameters of the induction motor using the estimator called Least Squares Recursive (RLS). Thus, with the parametric data updated every sampling period can be recalculated in real time the gains of the regulators are designed for controlling the induction machine and make minor mismatches. The experimental results were obtained with the processing performed by dSPACE hardware (DS1103), which has an interface with Matlab/Simulink, facilitating the use by the user and reducing the time taken for testing bench. The results of numerical and practical simulations show a comparison between the mesh proposal, the parametric identification and update of the gains of the controllers (adaptive control) and the mesh with controllers with fixed gains.

Keywords: Three-phase induction motor. Parametric identification. Recursive Least Squares. Adaptive control. dSPACE (DS1103).

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 -	Representação esquemática da máquina trifásica	32
FIGURA 2 -	Representação de um sistema trifásico (abc) e de um sistema bifásico (dq)	39
FIGURA 3 -	Representação espacial do princípio do controle vetorial	60
FIGURA 4 -	Diagrama de blocos do controlador vetorial indireto com inversor a entrada em tensão	62
FIGURA 5 -	Malha de controle de corrente de eixo direto . . .	64
FIGURA 6 -	Malha de controle de corrente de eixo em quadratura	64
FIGURA 7 -	Malha de controle de velocidade	66
FIGURA 8 -	Representação esquemática de modelo ARX . . .	70
FIGURA 9 -	Representação esquemática de modelo ARMAX .	71
FIGURA 10 -	Representação esquemática de modelo de erro na saída	72
FIGURA 11 -	Estimação das indutâncias	86
FIGURA 12 -	Estimação da resistência rotórica	86
FIGURA 13 -	Velocidade simulada e referência segundo (STOPA, 1997)	87
FIGURA 14 -	Velocidade simulada e referência segundo (MAYA; LEONARDI, 2011)	87
FIGURA 15 -	Tensão trifásica segundo (STOPA, 1997)	88
FIGURA 16 -	Tensão trifásica segundo (MAYA; LEONARDI, 2011)	88
FIGURA 17 -	Ação de controle segundo (STOPA, 1997)	89
FIGURA 18 -	Ação de controle segundo (MAYA; LEONARDI, 2011)	89
FIGURA 19 -	Corrente bifásica (dq) segundo (STOPA, 1997) . .	90
FIGURA 20 -	Corrente bifásica (dq) segundo (MAYA; LEONARDI, 2011)	91
FIGURA 21 -	Velocidade com controle adaptativo	91
FIGURA 22 -	Tensão trifásica com controle adaptativo	92
FIGURA 23 -	Ação de controle adaptativa	92
FIGURA 24 -	Corrente bifásica (dq)	93
FIGURA 25 -	Captura de tela da biblioteca rtilib1103	95
FIGURA 26 -	<i>Hardkey</i> e placa de processamento- <i>slave</i>	96
FIGURA 27 -	Área de trabalho do ControlDesk	98
FIGURA 28 -	Diagrama da bancada de acionamentos	99

FIGURA 29 - Bancada de testes	99
FIGURA 30 - MIT e encoder	100
FIGURA 31 - Detalhes do inversor CFW06	101
FIGURA 32 - Elementos da bancada	101
FIGURA 33 - Indutâncias estimadas	102
FIGURA 34 - Resistência estimada com controle adaptativo . .	103
FIGURA 35 - Velocidade e referência com controle não-adaptativo	104
FIGURA 36 - Tensão trifásica com controle não-adaptativo . .	104
FIGURA 37 - Tensão bifásica (dq) com controle não-adaptativo	105
FIGURA 38 - Corrente trifásica com controle não-adaptativo .	105
FIGURA 39 - Velocidade e referência com controle adaptativo .	106
FIGURA 40 - Tensão trifásica com controle adaptativo	106
FIGURA 41 - Tensão bifásica (dq) com controle adaptativo . .	107
FIGURA 42 - Corrente trifásica com controle adaptativo . . .	107
FIGURA 43 - Ganhos	108
FIGURA 44 - Indutância de rotor - L_r	109
FIGURA 45 - Resistência de rotor - R_r	109
FIGURA 46 - Representação dos sistemas de coordenadas esta- cionário e que gira com o rotor.	115

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - Parâmetros do MIT - Obtidos via simulação e
testes práticos 103

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD	Analógico-Digital
ARMA	<i>Autoregressive Moving Average</i>
ARMAX	<i>Autoregressive Moving Average with Exogenous Inputs</i>
ARX	<i>Autoregressive with Exogenous Inputs</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DA	Digital-Analógico
MIT	Motor de Indução Trifásico
MQ	Mínimos Quadrados
MQR	Mínimos Quadrados Recursivos
NEMA	<i>National Electrical Manufacturers Association</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor-Logic</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Polo do modelo contínuo
$\hat{a}$	Polo estimado do modelo contínuo
B	Coefficiente de atrito viscoso no eixo do motor [Nms]
b_0	Zero do modelo discreto
b_1	Zero do modelo discreto
d_0	Zero do modelo contínuo
$\hat{d}_0$	Zero estimado do modelo contínuo
d_1	Zero do modelo contínuo
$\hat{d}_1$	Zero estimado do modelo contínuo
f	Polo do modelo discreto
$\mathbf{I}_{abcr}$	Vetor de corrente de rotor
$\mathbf{I}_{abcs}$	Vetor de corrente de estator
$\mathbf{I}_{dqr}^s$	Vetor de corrente bifásica de rotor no <i>frame</i> estacionário [A]
$\mathbf{I}_{dqs}^s$	Vetor de corrente bifásica de estator no <i>frame</i> estacionário [A]
J	Momento de inércia do sistema
J_{MQ}	Função custo minimizada pelos mínimos quadrados
$\mathbf{K}$	Matriz transformação trifásica-bifásica
$\mathbf{K}_r^e$	Matriz transformação do sistema de coordenadas trifásico para o sistema de coordenadas bifásico no <i>frame</i> síncrono ao campo girante para variáveis rotóricas
$\mathbf{K}_s^e$	Matriz transformação do sistema de coordenadas trifásico para o sistema de coordenadas bifásico no <i>frame</i> síncrono ao campo girante para variáveis estatóricas
K_i	Ganho integral dos controladores de corrente
$K_{i\omega}$	Ganho integral do controlador de velocidade
K_p	Ganho proporcional dos controladores de corrente
$K_{p\omega}$	Ganho proporcional do controlador de velocidade
$\mathbf{K}_r^r$	Matriz transformação do sistema de coordenadas trifásico para o sistema de coordenadas bifásico no <i>frame</i> de rotor para variáveis rotóricas
$\mathbf{K}_s^r$	Matriz transformação do sistema de coordenadas trifásico para o sistema de coordenadas bifásico no <i>frame</i> de rotor para variáveis rotóricas
K_s	Ganho da planta (motor - cap. 3)
$\mathbf{K}_r^s$	Matriz transformação do sistema trifásico para o sistema de coordenadas bifásico estacionário para as variáveis de rotor

$\mathbf{K}_s^s$	Matriz transformação do sistema trifásico para o sistema de coordenadas bifásico estacionário para as variáveis de estator
$\mathbf{L}$	Ganho do filtro de Kalman ou ganho do estimador
L_{abcr}	Indutância própria por fase de rotor no sistema trifásico $[H]$
L_{abcs}	Indutância própria por fase de estator no sistema trifásico $[H]$
λ	Fator de esquecimento
L_{ar}	Indutância própria da fase a de rotor no sistema trifásico $[H]$
L_{as}	Indutância própria da fase a de estator no sistema trifásico $[H]$
L_{br}	Indutância própria da fase b de rotor no sistema trifásico $[H]$
L_{bs}	Indutância própria da fase b de estator no sistema trifásico $[H]$
L_{cr}	Indutância própria da fase c de rotor no sistema trifásico $[H]$
L_{cs}	Indutância própria da fase c de estator no sistema trifásico $[H]$
$L_{r\sigma}$	Indutância de dispersão do rotor $[H]$
$L_{s\sigma}$	Indutância de dispersão do estator $[H]$
M_r	Indutância mútua entre duas fases de rotor no sistema trifásico $[H]$
M_s	Indutância mútua entre duas fases de estator no sistema trifásico $[H]$
M_{sr}	Indutância mútua entre estator e rotor no sistema trifásico $[H]$
$\mathbf{M}_{sr}$	Matriz indutância mútua entre estator e rotor no sistema trifásico $[H]$
n_p	Número de pares de polos
$\nu(k)$	Variável aleatória
$\mathbf{P}$	Matriz de covariância do estimador de mínimos quadrados recursivos
ϕ_{abcr}	Vetor de fluxo enlaçado com os enrolamentos de rotor $[Wb]$
ϕ_{abcs}	Vetor de fluxo enlaçado com os enrolamentos de estator $[Wb]$
P_m	Potência mecânica $[W]$
q^{-1}	Operador de atraso
$\mathbf{R}_{abcr}$	Matriz resistência de rotor $[\Omega]$

$\mathbf{R}_{abcs}$	Matriz resistência de estator $[\Omega]$
R_r	Resistência de rotor por fase $[\Omega]$
R_s	Resistência de estator por fase $[\Omega]$
τ_c	Representa o torque resistente de carga $[Nm]$
τ_m	Representa o torque eletromagnético $[Nm]$
θ_r	Posição angular do rotor $[rad]$
T_p	Constante de tempo da planta (cap. 3) $[s]$
T_s	Período de amostragem $[s]$
$\mathbf{V}_{abcr}$	Vetor de tensão de rotor $[V]$
$\mathbf{V}_{abcs}$	Vetor de tensão de estator $[V]$
$\mathbf{V}_{dqr}^s$	Vetor de tensão bifásico de rotor no <i>frame</i> estacionário $[V]$
$\mathbf{V}_{dqs}^s$	Vetor de tensão bifásico de estator no <i>frame</i> estacionário $[V]$
ω_e	Velocidade da frequência elétrica $[rad/s]$
ω_r	Velocidade mecânica do rotor $[rad/s]$
ω_{sl}	Velocidade de escorregamento $[rad/s]$
ξ	Constante de amortecimento
$y(k)$	Representação discreta da saída em sistemas dinâmicos

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	27
2	MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	31
2.1	MODELO TRIFÁSICO	31
2.2	TRANSFORMAÇÃO DE SISTEMA DE COORDENADAS . . .	38
2.2.1	Transformação Geral do Sistema de Coordenadas Trifásico-Bifásico	39
2.2.2	Transformação do Sistema de Coordenadas Trifásico para o Sistema de Coordenadas Bifásico Estacionário	42
2.2.3	Transformação do Sistema de Coordenadas Trifásico para o Sistema de Coordenadas Bifásico Síncrono ao Campo Girante	43
2.2.4	Transformação do Sistema de Coordenadas Trifásico para o Sistema de Coordenadas Bifásico de Rotor	44
2.3	MODELAGEM BIFÁSICA	44
2.3.1	Modelo no Sistema de Coordenadas Síncrono ao Campo Girante	51
2.4	REPRESENTAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS	52
2.4.1	Representação no Espaço de Estados pelas Correntes e Fluxos Estatóricos no Sistema de Coordenadas Estacionário	52
2.4.2	Representação no Espaço de Estados pelas Correntes Estatísticas e Fluxos Rotóricos no Sistema de Coordenadas Síncrono ao Campo Girante . . .	55
3	O CONTROLE VETORIAL	57
3.1	PRINCÍPIOS DO CONTROLE VETORIAL	59
3.2	CONTROLE VETORIAL INDIRETO	61
4	CONTROLE PI-MQR ADAPTATIVO	68
4.1	REPRESENTAÇÕES EM TEMPO DISCRETO	68
4.1.1	Modelo ARX	69
4.1.2	Modelo ARMAX	70
4.1.3	Modelo ARMA	71
4.1.4	Modelos de Erro na Saída	72
4.2	ESTIMAÇÃO EM BATELADA E ESTIMAÇÃO RECURSIVA .	72
4.3	ESTIMADOR VIA MÍNIMOS QUADRADOS EM BATELADA	73
4.4	ESTIMADOR VIA MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVOS .	75

4.5	FATOR DE ESQUECIMENTO	79
4.6	IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	80
4.6.1	Discretização de Sistemas Contínuos	81
4.6.2	Aplicação da Discretização em uma Planta Contínua	82
4.6.3	Identificação do Motor de Indução Utilizando o Conceito de Classe de Motores	83
5	SIMULAÇÃO NUMÉRICA	85
5.1	MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVOS (MQR)	85
5.2	PI NÃO-ADAPTATIVO	86
5.3	PI-MQR ADAPTATIVO	91
6	APLICAÇÃO PRÁTICA	94
6.1	PLATAFORMA DE AÇIONAMENTO	94
6.2	MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVOS (MQR)	102
6.3	PI NÃO-ADAPTATIVO	103
6.4	PI-MQR ADAPTATIVO	106
6.5	TESTES PRÁTICOS DE 15 MINUTOS	108
7	CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS	110
7.1	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	111
	REFERÊNCIAS	112
8	APÊNDICE	115
8.1	TRANSFORMAÇÃO DO SISTEMA DE COORDENADAS TRIFÁSICO PARA O SISTEMA DE COORDENADAS BIFÁSICO DE ROTOR	115

1 INTRODUÇÃO

Durante muitos anos, grande parte das tarefas envolvidas nos processos produtivos eram do tipo rudimentar, onde as máquinas eram operadas em velocidades aproximadamente constantes, não necessitando nenhuma ação de controle sobre os motores ou acionamentos, tais como de posição, velocidade ou torque (SONCINI, 2001) e (FERRARI, 2006).

Até as décadas finais do século passado, as máquinas de Corrente Alternada (CA) tendiam a ser empregadas basicamente como dispositivos de velocidade única. Tipicamente, elas funcionavam a partir de fontes de frequência fixa (na maioria dos casos, 50 ou 60 Hz da rede elétrica). No caso dos motores, o controle da velocidade necessitava de uma fonte de frequência variável, e tais fontes não estavam facilmente disponíveis. Assim, as aplicações que exigiam controle de velocidade eram atendidas por máquinas de Corrente Contínua (CC), que podem fornecer um controle de velocidade altamente flexível (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006). Porém a utilização de motores CC apresenta inúmeras desvantagens devido a suas características construtivas, que elevam o custo de fabricação e manutenção dos mesmos.

Os motores de indução possuem muitas vantagens atrativas para a aplicação no setor industrial, dentre estas destacam-se: forma construtiva simples com baixo custo de fabricação, grande robustez eletromecânica, menos necessidade de manutenção, inexistência de comutadores e escovas que geram faiscamentos, maior possibilidade de ser empregado em ambientes classificados sob risco de explosão e maior relação potência-peso. Porém, mesmo com estas vantagens, a complexidade envolvida no seu controle, em função de caracterizar-se como uma planta não linear, fortemente acoplada e multivariável, foi a principal dificuldade quanto à sua utilização em acionamentos controlados. A dificuldade estava associada ao pobre desempenho dinâmico das técnicas de controle até então existentes (FERRARI, 2006).

A simplicidade do controle da máquina CC pode ser justificada pelo fato de que há um desacoplamento natural existente entre o controle de fluxo e o controle de torque, ou seja, os fluxos magnéticos de armadura e de campo nas máquinas de corrente contínua podem ser considerados em quadratura no espaço, independentemente da carga ou do grau de excitação. Essa ortogonalidade torna independentes da corrente de armadura (componente de torque) os ajustes na corrente de campo, que é responsável pela geração do fluxo magnético indutor, quando a reação de armadura é desprezível ou compensada. Já

nas máquinas de indução não existe um circuito físico exclusivo para o campo e isso torna o seu controle mais complexo, quando comparado com o controle da máquina de corrente contínua (BIM, 2012).

A primeira estratégia que surgiu para controle da velocidade do motor de indução foi o controle escalar. Com esta estratégia de controle a velocidade é controlada a partir da frequência elétrica, procurando manter constante a relação tensão/frequência (V/F). Entretanto, os acionamentos baseados nesta técnica de controle não conseguem atingir desempenhos dinâmicos iguais ou superiores aos dos motores CC. Mesmo assim, sua utilização tem grande faixa de aplicação onde se necessita acionamentos a velocidade variável com pequenas exigências dinâmicas (FERRARI, 2006). Bombas e ventiladores são tipicamente exemplos de aplicações que exigem acionamentos de baixo desempenho, porque nessas, se houver a necessidade do controle de velocidade, não é exigido que a resposta seja rápida e então, muitas vezes o controle escalar, atende os requisitos da carga (BIM, 2012).

Em 1969, Hasse (HASSE, 1969) propôs, pela primeira vez, o controle de velocidade do motor de indução baseado em modelo vetorial e alimentado por inversor *Pulse Width Modulation* (PWM), que representou um marco no controle das máquinas de indução rotor gaiola de esquilho, pois o controle exibiu uma resposta dinâmica notável. Mas foi (BLASKE, 1974) quem formulou a teoria geral e, dessa forma, expandiu a aplicação do controle vetorial para qualquer tipo de máquina de corrente alternada e inversor, denominando-o orientação de campo (BIM, 2012). O avanço destas tecnologias deu origem ao desenvolvimento de técnicas não lineares de controle, podendo-se citar os métodos baseados em geometria não-linear, que visam a linearização dos sistemas através de realimentação, e o controle baseado na teoria por modos deslizantes (BOSE, 1997) e (LEONARD, 1996).

O controle vetorial por orientação do fluxo magnético de rotor transforma a estrutura de controle do motor de corrente alternada semelhante ao do motor de corrente contínua, com excitação separada e, desse modo, os acionamentos elétricos de corrente alternada passam a ter um desempenho comparável ao das máquinas de corrente contínua com excitação separada (BIM, 2012).

As aplicações caracterizadas por mudanças rápidas de velocidade exigem o controle rápido do torque desenvolvido pelos motores, da ordem de poucos milissegundos, são atendidas pelos chamados acionamentos de alto desempenho e a técnica de controle, geralmente utilizada, é a do controle vetorial. São exemplos dessas aplicações os guinchos, laminadores, tração elétrica, entre outras (BIM, 2012).

Apesar do surgimento das técnicas de controle vetorial na década de 70, a necessidade de *hardware* e *software* de controle complexos fizeram com que a implementação destas técnicas fossem adiadas por cerca de 10 anos. Os avanços na área de eletrônica de potência e na tecnologia de processamento digital de sinais, alcançados nas duas últimas décadas, vieram a suprir essas necessidades, tornando possível o desenvolvimento e expansão das técnicas de controle vetorial (STOPA, 1997).

A disponibilidade de chaves de potência de estado sólido alterou esse quadro imensamente. Agora, é possível desenvolver a eletrônica de potência capaz de fornecer o acionamento de tensão, corrente e frequência variáveis necessário para se obter um desempenho de velocidade variável em máquinas CA. Atualmente, as máquinas CA substituíram as máquinas CC em muitas das aplicações mais tradicionais, e uma ampla gama de novas aplicações se desenvolveu (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Atualmente a máquina de indução é utilizada em uma ampla variedade de aplicações, como um meio de conversão de energia elétrica para trabalho mecânico, sendo sem dúvida, o elemento mais utilizado com este propósito do setor de energia elétrica (KRAUSE; WASYNZUK; SUDHOFF, 1995). As máquinas de indução são muito utilizadas por serem mais baratas, mais robustas e menores quando comparadas às máquinas de corrente contínua e síncronas de mesma potência (BIM, 2012).

Com o objetivo de contribuir no avanço das pesquisas de controle de máquinas de indução, propõe-se neste trabalho a implementação de uma técnica de controle adaptativa, que com o auxílio de um estimador de parâmetros, denominado de Mínimos Quadrados Recursivos (MQR), identifica os valores atualizados dos parâmetros do motor de indução e, com esses dados recentes, os ganhos do controlador são ajustados. Sabe-se que os parâmetros elétricos do motor variam conforme o ponto de operação de trabalho, com a temperatura e também com a deterioração natural da máquina de acordo com o tempo de utilização da mesma, sendo assim justificável os esforços para tornar o controle mais eficaz em uma maior faixa de trabalho. Também, a precisão dos controles obtidos a partir dos dados de placa, não é suficiente para a maioria das aplicações (BÜNTE; GROSTOLLEN, 1993).

Os métodos de identificação paramétrica buscam eliminar os problemas causados pelos erros de declaração dos parâmetros do motor em algoritmos de controle vetorial (COUTO, 2013). Existem várias técnicas de estimação presentes na literatura tais como os trabalhos

de Bunte e H. Grotstollen (1993) , Coirault, Trigeassou, K'erignard e Gaubert (1996) , Kwon, Lee, Moon, Kwon e Choi (2009) , Cortajanera, Marcos, Alvarez e Vicandi (2010) . Neste trabalho, serão apresentados métodos baseados no estimador via mínimos quadrados e suas variações no intuito de estimar os parâmetros do motor, para que seja possível em um segundo momento, aprimorar a dinâmica de controle vetorial do motor de indução trifásico.

O presente trabalho está organizado em 7 capítulos, de forma a abordar cada etapa distinta envolvida no processo desde a modelagem do motor de indução, a simulação da estimação dos parâmetros e estratégia de controle até a implementação e resultados práticos.

No capítulo 2, a partir das equações dos circuitos do modelo da máquina de indução trifásica, apresenta-se as expressões matemáticas que descrevem o comportamento do motor. Por meio de transformações de coordenadas, são também descritos os modelos bifásicos no referencial estacionário, síncrono ao campo girante e rotórico. Esses modelos bifásicos são úteis na formulação do controle vetorial, estratégia que foi adotada no desenvolvimento deste trabalho.

No capítulo 3 serão realizadas análises do controle vetorial, suas definições, expressões e formas de implementação. Neste contexto serão comparadas duas categorias distintas de implementação do controle vetorial: a direta e a indireta.

No capítulo 4 é descrito o controle adaptativo utilizado no motor de indução trifásico. A estimação dos parâmetros elétricos do motor é realizado por meio de uma método denominado Mínimos Quadrados Recursivos (MQR), onde será dada ênfase na técnica recursiva que será utilizada *online* para atualização em tempo real dos ganhos do controlador adaptativo.

No capítulo 5, serão utilizados os conceitos apresentados nas seções anteriores para o desenvolvimento das simulações numéricas. Serão apresentadas as estimativas obtidas pelo MQR e a resposta do controle vetorial implementado.

No capítulo 6 será realizada uma abordagem do *hardware* utilizado para a aplicação prática, salientando suas características e capacidade de processamento. Também serão apresentados os resultados práticos obtidos, de modo a comparar com as simulações numéricas e validar o sistema projetado.

O capítulo 7 é reservado para as conclusões e considerações finais, assim como às propostas para continuidade deste trabalho.

2 MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Nesta seção é apresentada a modelagem do motor de indução trifásico. Inicialmente as equações que representam a planta em estudo são desenvolvidas em um sistema de coordenadas trifásico, que são baseadas nas equações circuitais da máquina de indução. Posteriormente, de modo a simplificar o modelo, será apresentado um estudo que representa a máquina em um sistema bifásico equivalente do ponto de vista magnético e da potência absorvida.

O equacionamento do motor de indução pode ser escrito tomando-se por base três referencias diferentes, que são denominadas (WEINGARTNER, 2007):

- Sistema de referência estacionário – quando as grandezas são referenciadas ao eixo fixo do estator;
- Sistema de referência móvel – quando as grandezas são todas referenciadas ao eixo móvel do rotor;
- Sistema de referência síncrono – quando as grandezas são referenciadas ao campo girante do estator.

Para chegar a um modelo matemático analítico representante de um Motor de Indução Trifásico (MIT), é necessário assumir algumas hipóteses de simplificação (BARBI, 1985), (CAVALCA et al., 2013). Neste trabalho, seguindo as propostas apresentadas em (BARBI, 1985), a obtenção do modelo da máquina é realizada com as seguintes considerações:

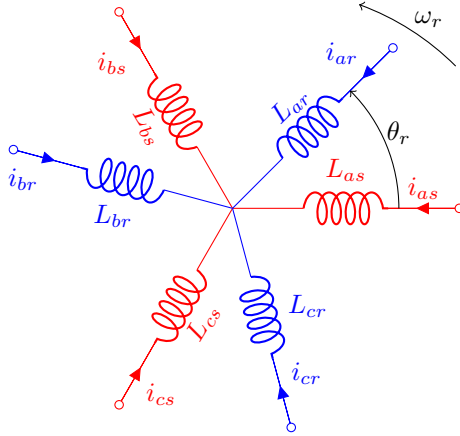
- Os enrolamentos estatóricos são idênticos e igualmente defasados entre si;
- Os enrolamentos rotóricos são idênticos e igualmente defasados entre si;
- O entreferro é constante;
- O material ferromagnético não sofre saturação;
- A densidade de fluxo magnético no entreferro só apresenta componente radial e sua distribuição espacial é considerada senoidal;
- Não serão consideradas as perdas magnéticas.

2.1 MODELO TRIFÁSICO

A Figura 1 mostra uma representação dos enrolamentos estatóricos e rotóricos do MIT. Para tornar as equações mais compactas

serão omitidas aqui a notação que representa sinais contínuos no tempo - (t) .

Figura 1 – Representação esquemática da máquina trifásica



Fonte: adaptado de (BARBI, 1985)

onde:

- L_{as} , L_{bs} e L_{cs} representam os enrolamentos do estator;
- L_{ar} , L_{br} e L_{cr} representam os enrolamentos do rotor;
- ω_r é a velocidade angular mecânica do rotor.

A posição angular do rotor (θ_r) é dada por:

$$\theta_r = \int n_p \omega_r dt + \theta_{r_0} \quad (2.1)$$

sendo que n_p é o número de pares de polos do motor e θ_{r_0} é a posição inicial do rotor.

Os parâmetros elétricos do MIT, considerando-se as hipóteses simplificadoras adotadas, tornam-se:

$$\begin{aligned}
L_{as} &= L_{bs} = L_{cs} = L_{abcs} \\
L_{ar} &= L_{br} = L_{cr} = L_{abcr} \\
M_{as} &= M_{bs} = M_{cs} = M_s \\
M_{ar} &= M_{br} = M_{cr} = M_r \\
R_{as} &= R_{bs} = R_{cs} = R_s \\
R_{ar} &= R_{br} = R_{cr} = R_r
\end{aligned} \tag{2.2}$$

onde:

- L_{abcs} : indutância própria de estator, por fase;
- L_{abcr} : indutância própria de rotor, por fase;
- M_s : indutância mútua entre duas fases de estator;
- M_r : indutância mútua entre duas fases de rotor;
- R_s : resistência de estator, por fase;
- R_r : resistência de rotor, por fase.

As indutâncias mútuas entre os enrolamentos de estator e rotor são funções senoidais da posição angular, θ_r , como segue:

$$\begin{aligned}
M_{as-ar} &= M_{sr}a_1 & M_{as-br} &= M_{sr}a_2 & M_{as-cr} &= M_{sr}a_3 \\
M_{bs-ar} &= M_{sr}a_3 & M_{bs-br} &= M_{sr}a_1 & M_{bs-cr} &= M_{sr}a_2 \\
M_{cs-ar} &= M_{sr}a_2 & M_{cs-br} &= M_{sr}a_3 & M_{cs-cr} &= M_{sr}a_1
\end{aligned} \tag{2.3}$$

onde:

- M_{sr} : indutância mútua entre uma fase de estator e de rotor;
- $a_1 = \cos\theta_r$;
- $a_2 = \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)$;
- $a_3 = \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)$.

Por meio da aplicação das leis de Kirchhoff aos circuitos elétricos de estator e de rotor, encontram-se as seguintes equações, na forma matricial compacta:

$$\mathbf{V}_{abcs} = \mathbf{R}_{abcs}\mathbf{I}_{abcs} + \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcs} \tag{2.4}$$

$$\mathbf{V}_{abcr} = \mathbf{R}_{abcr}\mathbf{I}_{abcr} + \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcr} \tag{2.5}$$

sendo que:

$$\mathbf{V}_{abcs} = \begin{bmatrix} v_{as} & v_{bs} & v_{cs} \end{bmatrix}^T ; \quad \mathbf{V}_{abcr} = \begin{bmatrix} v_{ar} & v_{br} & v_{cr} \end{bmatrix}^T \quad (2.6)$$

$$\mathbf{I}_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix}^T ; \quad \mathbf{I}_{abcr} = \begin{bmatrix} i_{ar} & i_{br} & i_{cr} \end{bmatrix}^T \quad (2.7)$$

$$\mathbf{R}_{abcs} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{R}_{abcr} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcs} = \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_{abcs} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} & \phi_{bs} & \phi_{cs} \end{bmatrix}^T \quad (2.9)$$

$$\dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcr} = \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_{abcr} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} & \phi_{br} & \phi_{cr} \end{bmatrix}^T \quad (2.10)$$

- $\boldsymbol{\phi}_{abcs}$ e $\boldsymbol{\phi}_{abcr}$ são, respectivamente, os vetores de fluxo enlaçado com os enrolamentos de estator e de rotor;
- $\mathbf{V}_{abcs}$ e $\mathbf{V}_{abcr}$ representam, respectivamente, os vetores de tensão de estator e de rotor;
- $\mathbf{I}_{abcs}$ e $\mathbf{I}_{abcr}$ são os vetores de corrente de estator e de rotor;
- $\mathbf{R}_{abcs}$ é a matriz de resistências de estator;
- $\mathbf{R}_{abcr}$ é a matriz de resistências rotóricas.

Os vetores de fluxo enlaçado, $\boldsymbol{\phi}_{abcs}$ e $\boldsymbol{\phi}_{abcr}$, podem ser escritos como:

$$\boldsymbol{\phi}_{abcs} = \mathbf{L}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs} + \mathbf{M}_{sr} \mathbf{I}_{abcr} \quad (2.11)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{abcr} = \mathbf{L}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr} + \mathbf{M}_{rs} \mathbf{I}_{abcs} \quad (2.12)$$

onde as matrizes de indutâncias de estator e rotor são:

$$\mathbf{L}_{abcs} = \begin{bmatrix} L_{abcs} & M_s & M_s \\ M_s & L_{abcs} & M_s \\ M_s & M_s & L_{abcs} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{L}_{abcr} = \begin{bmatrix} L_{abcr} & M_r & M_r \\ M_r & L_{abcr} & M_r \\ M_r & M_r & L_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

e a matriz de indutâncias mútuas estator-rotor é:

$$\mathbf{M}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$\mathbf{M}_{sr}$ e $\mathbf{M}_{rs}$ têm a seguinte relação entre si:

$$\mathbf{M}_{rs} = \mathbf{M}_{sr}^T \quad (2.16)$$

As derivadas temporais dos fluxos de estator e de rotor, obtidas de (2.11) e (2.12), são:

$$\dot{\phi}_{abcs} = \mathbf{L}_{abcs} \dot{\mathbf{I}}_{abcs} + \mathbf{M}_{sr} \dot{\mathbf{I}}_{abcr} + \dot{\theta}_r \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \quad (2.17)$$

$$\dot{\phi}_{abcr} = \mathbf{L}_{abcr} \dot{\mathbf{I}}_{abcr} + \mathbf{M}_{rs} \dot{\mathbf{I}}_{abcs} + \dot{\theta}_r \frac{\partial \mathbf{M}_{rs}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcs} \quad (2.18)$$

Deste modo, realizando a substituição de (2.17) em (2.4) e de (2.18) em (2.5), as equações das tensões de estator e de rotor resultam,

$$\mathbf{V}_{abcs} = \mathbf{R}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs} + \mathbf{L}_{abcs} \dot{\mathbf{I}}_{abcs} + \mathbf{M}_{sr} \dot{\mathbf{I}}_{abcr} + \dot{\theta}_r \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{V}_{abcr} = \mathbf{R}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr} + \mathbf{L}_{abcr} \dot{\mathbf{I}}_{abcr} + \mathbf{M}_{rs} \dot{\mathbf{I}}_{abcs} + \dot{\theta}_r \frac{\partial \mathbf{M}_{rs}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcs} \quad (2.20)$$

A relação motor-carga pode ser modelada da seguinte forma:

$$\tau_m = B\omega_r + J\dot{\omega}_r + \tau_c \quad (2.21)$$

onde:

- τ_m - representa o torque eletromagnético;
- $B\omega_r$ - o torque associado às perdas mecânicas do motor;
- B - é o coeficiente de atrito viscoso no eixo do motor;
- $J\dot{\omega}_r$ - é o torque acelerante do sistema motor-carga (J é o momento de inércia do sistema);
- τ_c - é o torque resistente de carga.

A equação da potência absorvida pelo motor da rede elétrica é:

$$P_t = \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{V}_{abcs} + \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{V}_{abcr} \quad (2.22)$$

Desta forma a substituição de (2.19) e (2.20) em (2.22):

$$\begin{aligned} P_t = & \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{R}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs} + \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{L}_{abcs} \dot{\mathbf{I}}_{abcs} + \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{M}_{sr} \dot{\mathbf{I}}_{abcr} \\ & + \mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \dot{\theta}_r + \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{R}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr} + \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{L}_{abcr} \dot{\mathbf{I}}_{abcr} \\ & + \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{M}_{rs} \dot{\mathbf{I}}_{abcs} + \mathbf{I}_{abcr}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{rs}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcs} \dot{\theta}_r \end{aligned} \quad (2.23)$$

Da potência total que o motor absorve, uma parte é dissipada em calor, outra fica armazenada no campo magnético e o restante transforma-se em torque eletromagnético. As parcelas correspondentes às perdas Joule de estator e de rotor são facilmente identificadas pelos termos $\mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{R}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs}$ e $\mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{R}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr}$. Nas hipóteses simplificadoras da modelagem não foram consideradas as perdas magnéticas.

A energia armazenada no campo magnético pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} W = & \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{L}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs} + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{L}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr} \\ & + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{M}_{sr} \mathbf{I}_{abcr} + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{M}_{rs} \mathbf{I}_{abcs} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Portanto, a parcela da potência de entrada que é utilizada para armazenar energia no campo magnético do motor, representada pela derivada temporal de (2.24), resulta:

$$\begin{aligned}
\dot{W} = & \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{L}_{abcs} \dot{\mathbf{i}}_{abcs} + \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{L}_{abcr} \dot{\mathbf{i}}_{abcr} + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{M}_{sr} \dot{\mathbf{i}}_{abcr} \\
& + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{M}_{rs} \dot{\mathbf{i}}_{abcs} + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \dot{\mathbf{i}}_{abcr} \dot{\theta}_r + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{M}_{rs} \dot{\mathbf{i}}_{abcs} \dot{\theta}_r \\
& + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{M}_{sr} \dot{\mathbf{i}}_{abcr} + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcr}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{rs}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcs} \dot{\theta}_r
\end{aligned} \quad (2.25)$$

e (2.23) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\begin{aligned}
P_t = & \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{R}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs} + \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{R}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr} + \dot{W} \\
& + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \dot{\theta}_r + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abcr}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{rs}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcs} \dot{\theta}_r
\end{aligned} \quad (2.26)$$

como a seguinte igualdade é verdadeira,

$$\mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \dot{\theta}_r = \mathbf{I}_{abcr}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{rs}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcs} \dot{\theta}_r \quad (2.27)$$

a equação da potência absorvida pelo motor toma a forma:

$$\begin{aligned}
P_t = & \mathbf{I}_{abcs}^T \mathbf{R}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs} + \mathbf{I}_{abcr}^T \mathbf{R}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr} \\
& + \dot{W} + \mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \dot{\theta}_r
\end{aligned} \quad (2.28)$$

onde pode ser observado que o termo

$$\mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \dot{\theta}_r \quad (2.29)$$

corresponde à potência mecânica, P_m , associada ao torque eletromagnético. Como o torque eletromagnético é associado com a potência mecânica por:

$$\tau_m = \frac{P_m}{\omega_r} \quad (2.30)$$

a expressão pode ser reescrita na forma

$$\tau_m = \frac{\mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \dot{\theta}_r}{\omega_r} \quad (2.31)$$

Finalmente, com a utilização da relação

$$\omega_r = \frac{\dot{\theta}_r}{n_p} \quad (2.32)$$

pode-se obter uma equação para o conjugado eletromagnético em função das correntes de estator, das correntes de rotor e de indutâncias, conforme a seguir:

$$\tau_m = n_p \mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \quad (2.33)$$

Substituindo (2.33) em (2.21), a equação mecânica resulta em:

$$n_p \mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} = B\omega_r + J\dot{\omega}_r + \tau_c \quad (2.34)$$

Assim, o conjunto das Equações (2.19), (2.20) e (2.34), agrupadas a seguir, representa o modelo completo da máquina de indução trifásica:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{V}_{abcs} = \mathbf{R}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs} + \mathbf{L}_{abcs} \dot{\mathbf{I}}_{abcs} + \mathbf{M}_{sr} \dot{\mathbf{I}}_{abcr} + \dot{\theta}_r \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} \\ \mathbf{V}_{abcr} = \mathbf{R}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr} + \mathbf{L}_{abcr} \dot{\mathbf{I}}_{abcr} + \mathbf{M}_{rs} \dot{\mathbf{I}}_{abcs} + \dot{\theta}_r \frac{\partial \mathbf{M}_{rs}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcs} \\ \tau_m = n_p \mathbf{I}_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_{abcr} = B\omega_r + J\dot{\omega}_r + \tau_c \end{array} \right. \quad (2.35)$$

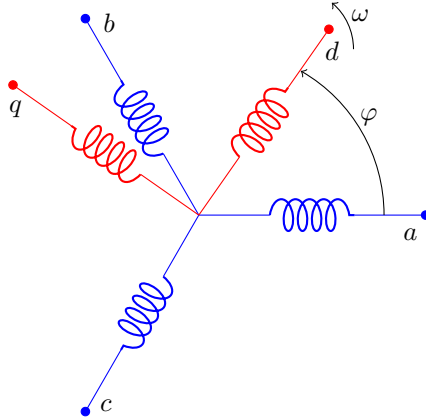
2.2 TRANSFORMAÇÃO DE SISTEMA DE COORDENADAS

O modelo trifásico do MIT, representado por (2.35), contém indutâncias que dependem da posição do rotor. Assim, com o rotor em movimento, ocorrem variações em coeficientes das equações diferenciais que descrevem o comportamento dessa máquina, introduzindo grande complexidade ao modelo. A inconveniente dependência temporal das indutâncias mútuas estator-rotor pode ser eliminada pelo uso de transformações de sistemas de coordenadas (SONCINI, 2001).

2.2.1 Transformação Geral do Sistema de Coordenadas Trifásico-Bifásico

A Figura 2 mostra a relação entre um sistema de enrolamentos trifásico (abc) e de um sistema de enrolamentos bifásico (dq).

Figura 2 – Representação de um sistema trifásico (abc) e de um sistema bifásico (dq)



Fonte: adaptado de (FERRARI, 2006)

O ângulo elétrico φ da posição do eixo direto d do sistema bifásico em relação ao eixo a do sistema trifásico, é

$$\varphi = \int n_p \omega dt + \varphi_0 \quad (2.36)$$

A relação entre a força magnetomotriz no sistema trifásico e no sistema bifásico é dada por:

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \cos \left(\varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \varphi & -\sin \left(\varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\varphi + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Como a força magnetomotriz produzida por um enrolamento

qualquer é dada por $F = ni$, sendo n número de espiras e i a corrente elétrica, no sistema trifásico se observa que,

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = n_3 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

onde n_3 é o número de espiras das bobinas do sistema trifásico, i_a , i_b e i_c são as correntes trifásicas.

Deste modo a transformação de correntes entre os sistemas trifásico-bifásico é:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) & \\ -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

onde n_2 , n_3 , i_d , i_q , i_a , i_b e i_c são respectivamente, os números de espiras e correntes do sistema bifásico e trifásico.

Para tornar a transformação inversível, define-se uma corrente homopolar (i_0), segundo a expressão:

$$i_0 = a \frac{n_3}{n_2} (i_a + i_b + i_c) \quad (2.40)$$

A Equação (2.40) ao ser substituída em (2.39), torna-se:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ a & a \\ \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) & \\ -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) & \\ a & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

De acordo com a Equação (2.41) a transformação genérica trifásica-bifásica é dada por:

$$\mathbf{K} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ a & a & a \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Conforme a prova formal descrita em (BARBI, 1985), para que a transformação seja invariante em potência, é necessário que a matriz transformação seja ortogonal. Assim $\mathbf{K}^{-1} = \mathbf{K}^T$, sendo que deste modo,

$$\left(\frac{n_3}{n_2}\right)^2 \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ a & a & a \end{bmatrix} \times \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi & a \\ \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & a \\ \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) & a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Após algumas manipulações algébricas, conclui-se que a relação entre as espiras é:

$$\frac{n_3}{n_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2.44)$$

e o valor de a é:

$$a = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.45)$$

Assim a transformação geral trifásica-bifásica ($\mathbf{K}$) resulta em:

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Fisicamente a transformação trifásica-bifásica altera o número de fases da máquina, porém as características terminais da máquina

continuam as mesmas, ou seja, mantém a mesma potência, torque, velocidade e número de polos. A mais importante propriedade desta transformação é a redução da ordem do sistema de sete para cinco, com a inclusão da dinâmica mecânica. Esta redução deve-se a redundância introduzida pelas equações algébricas do equilíbrio da alimentação de estator e de rotor.

Deve-se observar que a aplicação desta transformação ao motor trifásico mantém a representação em coordenadas naturais, ou seja, as grandezas de estator continuam representadas em um referencial estacionário e as grandezas de rotor num referencial que gira com a velocidade do rotor. Porém, o equacionamento do motor de indução pode ser escrito tomando-se por base três referencias diferentes, que são denominadas (WEINGARTNER, 2007):

- Sistema de referência estacionário – quando as grandezas são referenciadas ao eixo fixo do estator;
- Sistema de referência móvel – quando as grandezas são todas referenciadas ao eixo móvel do rotor;
- Sistema de referência síncrono – quando as grandezas são referenciadas ao campo girante do estator.

A mudança entre os sistemas de referência é realizada por intermédio da Transformação de Park. A transformação é composta por matrizes de mudança de base específicas para o estator e para o rotor, o que será abordado na próxima seção.

2.2.2 Transformação do Sistema de Coordenadas Trifásico para o Sistema de Coordenadas Bifásico Estacionário

A utilização das transformadas entre eixos de referência nos estudos de máquinas elétricas têm se mostrado não apenas importante na análise, mas também na implementação de sofisticados sistemas de controle (WEINGARTNER, 2007). A transformação do sistema trifásico para o bifásico, também conhecida como Transformada de Clark, é realizada com o auxílio da matriz obtida em (2.46). No sistema de coordenadas bifásico estacionário, a velocidade angular (ω) conforme mostrada na Figura 2, assume o valor nulo para a transformação das grandezas de estator. Em consequência disto, $\varphi = 0$ na matriz transformação geral dada por (2.46). Desta forma a matriz resultante é:

$$\mathbf{K}_s^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Já a transformação para as variáveis rotóricas, o ângulo entre os dois referenciais, φ , assume o valor $-\varphi_r$, resultando na seguinte matriz transformação:

$$\mathbf{K}_r^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(-\varphi_r) & \cos(-\varphi_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(-\varphi_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(-\varphi_r) & -\sin(-\varphi_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(-\varphi_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

2.2.3 Transformação do Sistema de Coordenadas Trifásico para o Sistema de Coordenadas Bifásico Síncrono ao Campo Girante

No sistema de coordenadas síncrono ao campo girante o referencial bifásico gira na velocidade do campo síncrono e portanto, $\omega = \omega_e$, onde ω_e é a velocidade da frequência elétrica que alimenta o motor. Para a transformação das variáveis de estator, considerando-se que $\varphi = \theta_e$ e $\varphi_0 = \theta_{e0} = 0$, o ângulo elétrico da posição entre os referenciais assume o valor da posição angular do fluxo dada por $\theta_e = \int \omega_e dt$. Com essas considerações, a matriz transformação resulta em:

$$\mathbf{K}_s^e = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Para a transformação das variáveis rotóricas, o ângulo elétrico da posição entre os referenciais assume o valor dado por $\varphi = \int (\omega_e - n_p \omega_r) dt$, ou seja, $\varphi = \theta_e - \theta_r$. Deste modo, a matriz torna-se:

$$\mathbf{K}_r^e = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e - \theta_r) & \cos[(\theta_e - \theta_r) - \frac{2\pi}{3}] & \cos[(\theta_e - \theta_r) + \frac{2\pi}{3}] \\ -\sin(\theta_e - \theta_r) & -\sin[(\theta_e - \theta_r) - \frac{2\pi}{3}] & -\sin[(\theta_e - \theta_r) + \frac{2\pi}{3}] \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

2.2.4 Transformação do Sistema de Coordenadas Trifásico para o Sistema de Coordenadas Bifásico de Rotor

No sistema de coordenadas rotórico o referencial bifásico gira na velocidade do rotor e portanto, $\omega = \omega_r$, onde ω_r é velocidade de rotação do motor multiplicada pelo número de pares de polos (n_p). Para a transformação das variáveis de estator, considerando-se que $\varphi = \theta_r$ e $\varphi_0 = \theta_{r0} = 0$, o ângulo elétrico da posição entre os referenciais assume o valor da posição angular do fluxo dada por $\theta_r = \int n_p \omega_r dt$. Com essas considerações, a matriz transformação resulta em:

$$\mathbf{K}_s^r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Para a transformação das variáveis rotóricas, o ângulo elétrico da posição entre os referenciais assume o valor dado por $\varphi = \int (n_p \omega_r - n_p \omega_r) dt = 0$, ou seja, $\varphi = \theta_r - \theta_r = 0$. Deste modo, a matriz torna-se:

$$\mathbf{K}_r^r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

2.3 MODELAGEM BIFÁSICA

A modelagem bifásica do motor de indução, no sistema de coordenadas estacionário, é realizada pela aplicação das matrizes transformações $\mathbf{K}_s^s$ e $\mathbf{K}_r^s$ e suas inversas $(\mathbf{K}_s^s)^{-1}$ e $(\mathbf{K}_r^s)^{-1}$ às equações do modelo trifásico.

O fluxo de estator é obtido da seguinte maneira:

$$\mathbf{K}_s^s \boldsymbol{\phi}_{abcs} = \mathbf{K}_s^s \mathbf{L}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs} + \mathbf{K}_s^s \mathbf{M}_{sr} \mathbf{I}_{abcr} \quad (2.53)$$

As correntes trifásicas podem ser substituídas por,

$$\mathbf{I}_{abcs} = (\mathbf{K}_s^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqs}^s \quad (2.54)$$

$$\mathbf{I}_{abcr} = (\mathbf{K}_r^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqr}^s \quad (2.55)$$

sendo que $\mathbf{I}_{dqs}^s$ e $\mathbf{I}_{dqr}^s$ são os vetores das correntes de estator e de rotor, respectivamente, no sistema de coordenadas bifásico estacionário. Assim, verifica-se que (2.53) se torna,

$$\boldsymbol{\phi}_{dqs}^s = \mathbf{K}_s^s \mathbf{L}_{abcs} (\mathbf{K}_s^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqs}^s + \mathbf{K}_s^s \mathbf{M}_{sr} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqr}^s \quad (2.56)$$

Da mesma forma, a matriz de indutâncias de estator transformada para o sistema de coordenadas estacionário é dada por,

$$\mathbf{K}_s^s \mathbf{L}_{abcs} (\mathbf{K}_s^s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{abcs} - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_{abcs} - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{abcs} + 2M_s \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

e a matriz de indutâncias mútuas estator-rotor é

$$\mathbf{K}_s^s \mathbf{M}_{sr} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Assim, os fluxos estatóricos no referencial estacionário são

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds}^s \\ \phi_{qs}^s \\ \phi_{0s}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{abcs} - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_{abcs} - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{abcs} + 2M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{0s}^s \end{bmatrix} + \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \\ i_{0r}^s \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Considerando-se que a alimentação trifásica aplicada ao estator é equilibrada, o que resulta em $i_{0s}^s = 0$ e $i_{0r}^s = 0$ e assim,

$$\phi_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + L_{sr} i_{dr}^s \quad (2.60)$$

$$\phi_{qs}^s = L_s i_{qs}^s + L_{sr} i_{qr}^s \quad (2.61)$$

$$\phi_{0s}^s = L_{s0} i_{0s}^s = 0 \quad (2.62)$$

onde

$$L_s = L_{abcs} - M_s \quad (2.63)$$

$$L_{s0} = L_{abcs} + 2M_s \quad (2.64)$$

$$L_{sr} = \frac{3}{2} M_{sr} \quad (2.65)$$

As indutâncias L_s , L_{s0} e L_{sr} recebem os nomes de indutância cíclica de estator, indutância cíclica homopolar de estator e indutância mútua cíclica, respectivamente, constituindo parâmetros importantes para o modelo do motor de indução.

A equação do fluxo rotórico é obtida por um procedimento idêntico ao usado para o fluxo do estator, através da aplicação de $\mathbf{K}_r^s$ em (2.12), como segue:

$$\mathbf{K}_r^s \phi_{abcr} = \mathbf{K}_r^s \mathbf{M}_{rs} \mathbf{I}_{abcs} + \mathbf{K}_r^s \mathbf{L}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr} \quad (2.66)$$

Neste ponto é realizada a substituição de (2.54) e (2.55) em (2.66), de forma que

$$\phi_{dqr}^s = \mathbf{K}_r^s \mathbf{M}_{rs} (\mathbf{K}_s^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqs}^s + \mathbf{K}_r^s \mathbf{L}_{abcr} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqr}^s \quad (2.67)$$

onde a matriz de indutâncias rotóricas transformadas para o sistema de coordenadas estacionário é

$$\mathbf{K}_r^s \mathbf{L}_{abcr} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{abcr} - M_r & 0 & 0 \\ 0 & L_{abcr} - M_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{abcr} + 2M_r \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

e

$$\mathbf{K}_r^s \mathbf{M}_{rs} (\mathbf{K}_s^s)^{-1} = \mathbf{K}_s^s \mathbf{M}_{sr} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} \quad (2.69)$$

Como já era esperado, a matriz de indutâncias mútuas rotor-estator é igual a (2.58). Dessa forma, os fluxos rotóricos no sistema de coordenadas estacionário são dados por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_{dr}^s \\ \phi_{qr}^s \\ \phi_{0r}^s \end{bmatrix} &= \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{0s}^s \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} L_{abcr} - M_r & 0 & 0 \\ 0 & L_{abcr} - M_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{abcr} + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \\ i_{0r}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.70)$$

Considerando-se a alimentação estatórica simétrica, tem-se:

$$\phi_{dr}^s = L_{sr} i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s \quad (2.71)$$

$$\phi_{qr}^s = L_{sr} i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s \quad (2.72)$$

$$\phi_{0r}^s = L_{r0} i_{0r}^s \quad (2.73)$$

onde

$$L_r = L_{abcr} - M_r \quad (2.74)$$

$$L_{r0} = L_{abcr} + 2M_r \quad (2.75)$$

As indutâncias L_r e L_{r0} recebem os nomes de indutância cíclica de rotor e indutância cíclica homopolar de rotor, respectivamente, constituindo parâmetros importantes para o modelo do motor de indução.

As equações de tensão são obtidas a partir de (2.4) e (2.5). Para o estator, tem-se:

$$\mathbf{K}_s^s \mathbf{V}_{abcs} = \mathbf{K}_s^s \mathbf{R}_{abcs} \mathbf{I}_{abcs} + \mathbf{K}_s^s \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcs} \quad (2.76)$$

que pode ser reescrita da seguinte maneira,

$$\mathbf{V}_{dqs}^s = \mathbf{K}_s^s \mathbf{R}_{abcs} (\mathbf{K}_s^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqs}^s + \mathbf{K}_s^s \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcs} \quad (2.77)$$

A matriz $\mathbf{R}_{abcs}$ é proporcional à identidade, conforme definido em (2.8), resulta em:

$$\mathbf{K}_s^s \mathbf{R}_{abcs} (\mathbf{K}_s^s)^{-1} = \mathbf{R}_{abcs} \quad (2.78)$$

A transformação da derivada temporal do fluxo de estator é

$$\mathbf{K}_s^s \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcs} = \frac{d}{dt} (\mathbf{K}_s^s \boldsymbol{\phi}_{abcs}) - \boldsymbol{\phi}_{abcs} \frac{d}{dt} \mathbf{K}_s^s \quad (2.79)$$

Sendo

$$\boldsymbol{\phi}_{abcs} \frac{d}{dt} \mathbf{K}_s^s = [0]_{3 \times 3} \quad (2.80)$$

pode-se escrever,

$$\mathbf{K}_s^s \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcs} = \dot{\boldsymbol{\phi}}_{dqs}^s \quad (2.81)$$

A equação de tensão de estator no sistema de coordenadas estacionário é obtida pela substituição de (2.78) e (2.81) em (2.77), o que resulta

$$\mathbf{V}_{dqs}^s = \mathbf{R}_{abcs} \mathbf{I}_{dqs}^s + \dot{\boldsymbol{\phi}}_{dqs}^s \quad (2.82)$$

Assim, com alimentação estatórica simétrica tem-se que

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \dot{\phi}_{ds}^s \quad (2.83)$$

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \dot{\phi}_{qs}^s \quad (2.84)$$

$$v_{0s}^s = 0 \quad (2.85)$$

A obtenção da tensão de rotor é feita a partir de (2.5), como segue

$$\mathbf{K}_r^s \mathbf{V}_{abcr} = \mathbf{K}_r^s \mathbf{R}_{abcr} \mathbf{I}_{abcr} + \mathbf{K}_r^s \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcr} \quad (2.86)$$

que pode ser escrita na forma

$$\mathbf{V}_{dqr}^r = \mathbf{K}_r^s \mathbf{R}_{abcr} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqr}^s + \mathbf{K}_r^s \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcr} \quad (2.87)$$

Da definição de $\mathbf{R}_{abcr}$, apresentada em (2.8), resulta

$$\mathbf{K}_r^s \mathbf{R}_{abcr} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} = \mathbf{R}_{abcr} \quad (2.88)$$

como

$$\mathbf{K}_r^s \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcr} = \frac{d}{dt} (\mathbf{K}_r^s \boldsymbol{\phi}_{abcr}) - \boldsymbol{\phi}_{abcr} \frac{d}{dt} \mathbf{K}_r^s \quad (2.89)$$

e

$$\boldsymbol{\phi}_{abcr} \frac{d}{dt} \mathbf{K}_r^s = \begin{bmatrix} \phi_{qr}^s \\ -\phi_{dr}^s \\ 0 \end{bmatrix} (-n_p \omega_r) \quad (2.90)$$

a transformação da derivada temporal do fluxo rotórico, fica

$$\mathbf{K}_r^s \dot{\boldsymbol{\phi}}_{abcr} = \dot{\boldsymbol{\phi}}_{dqr}^s - \begin{bmatrix} \phi_{qr}^s \\ -\phi_{dr}^s \\ 0 \end{bmatrix} (-n_p \omega_r) \quad (2.91)$$

Desta forma, a equação da tensão de rotor no sistema de coordenadas estacionário é

$$\mathbf{V}_{dqr}^s = \mathbf{R}_{abcr} \mathbf{I}_{dqr}^s + \dot{\boldsymbol{\phi}}_{dqr}^s - \begin{bmatrix} \phi_{qr}^s \\ -\phi_{dr}^s \\ 0 \end{bmatrix} (-n_p \omega_r) \quad (2.92)$$

Assim, com alimentação estatórica simétrica, pode-se reescrever (2.92) como

$$v_{dr}^s = R_r i_{dr}^s + \dot{\phi}_{dr}^s + \phi_{qr}^s n_p \omega_r \quad (2.93)$$

$$v_{qr}^s = R_r i_{qr}^s + \dot{\phi}_{qr}^s - \phi_{dr}^s n_p \omega_r \quad (2.94)$$

$$v_{0r}^s = 0 \quad (2.95)$$

As equações anteriores definem a dinâmica do sistema elétrico. A dinâmica do sistema mecânico pode ser obtida pela aplicação das transformações de variáveis a (2.34):

$$n_p (\mathbf{I}_{dqs}^s)^T \left[(\mathbf{K}_s^s)^{-1} \right]^T \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqr}^s = B\omega_r + J\dot{\omega}_r + \tau_c \quad (2.96)$$

Conforme propriedade anteriormente comentada, $\mathbf{K}_s^s$ é ortogonal, então:

$$n_p (\mathbf{I}_{dqs}^s)^T \mathbf{K}_s^s \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} \mathbf{I}_{dqr}^s = B\omega_r + J\dot{\omega}_r + \tau_c \quad (2.97)$$

onde

$$\mathbf{K}_s^s \frac{\partial \mathbf{M}_{sr}}{\partial \theta_r} (\mathbf{K}_r^s)^{-1} = L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

Assim, a equação mecânica no sistema de coordenadas estacionário fica:

$$n_p L_{sr} \begin{bmatrix} i_{ds}^s & i_{qs}^s & i_{0s}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \\ i_{0r}^s \end{bmatrix} = B\omega_r + J\dot{\omega}_r + \tau_c \quad (2.99)$$

o que corresponde a

$$n_p L_{sr} (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) = B\omega_r + J\dot{\omega}_r + \tau_c \quad (2.100)$$

Portanto, o modelo dinâmico da máquina de indução simétrica, sob alimentação equilibrada, no sistema de coordenadas estacionário é dado pelo conjunto das Equações (2.60), (2.61), (2.71), (2.72), (2.83), (2.84), (2.93), (2.94) e (2.100), agrupadas abaixo:

- Equações elétricas:

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds}^s \\ \phi_{qs}^s \\ \phi_{dr}^s \\ \phi_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_{sr} \\ L_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} \quad (2.101)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \\ v_{dr}^s \\ v_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{ds}^s \\ \dot{\phi}_{qs}^s \\ \dot{\phi}_{dr}^s \\ \dot{\phi}_{qr}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \phi_{qr}^s n_p \omega_r \\ -\phi_{dr}^s n_p \omega_r \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

- Equação mecânica:

$$n_p L_{sr} (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) = B \omega_r + J \dot{\omega}_r + \tau_c \quad (2.103)$$

2.3.1 Modelo no Sistema de Coordenadas Síncrono ao Campo Girante

De forma análoga ao que foi apresentado para o sistema de coordenadas estacionário, o modelo síncrono é obtido por meio da aplicação das transformações $\mathbf{K}_s^e$, $\mathbf{K}_r^e$, $(\mathbf{K}_s^e)^{-1}$ e $(\mathbf{K}_r^e)^{-1}$ às equações do modelo trifásico.

Assim, o modelo dinâmico da máquina de indução simétrica, sob alimentação equilibrada, no sistema de coordenadas síncrono, é dado pelas equações:

- Equações elétricas:

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds}^e \\ \phi_{qs}^e \\ \phi_{dr}^e \\ \phi_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_{sr} \\ L_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (2.104)$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ v_{dr}^e \\ v_{qr}^e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{ds}^e \\ \dot{\phi}_{qs}^e \\ \dot{\phi}_{dr}^e \\ \dot{\phi}_{qr}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\phi_{qs}^e \omega_e \\ \phi_{ds}^e \omega_e \\ -\phi_{qr}^e (\omega_e - v\omega_r) \\ +\phi_{dr}^e (\omega_e - v\omega_r) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.105}$$

• Equação mecânica:

$$n_p L_{sr} (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) = B\omega_r + J\dot{\omega}_r + \tau_c \tag{2.106}$$

2.4 REPRESENTAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS

O modelo de variáveis de estado é um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem, normalmente acopladas, escritas na forma matricial. As equações dinâmicas no espaço de estados de um sistema dinâmico descrevem-se no domínio do tempo. Trata-se de uma representação que preserva a relação de entrada e saída e descreve o comportamento interno do sistema de maneira completa. A descrição por equações de estado se aplica tanto para sistemas lineares quanto não lineares, de dimensão finita. A vantagem da representação no espaço de estados, além de representar completamente a dinâmica do sistema (interna e externamente) está também na facilidade natural de transcrever as equações em códigos computacionais para efeito de simulação e controle digital (SONCINI, 2001).

Várias representações em termos de correntes e fluxos, nos diferentes sistemas de coordenadas descritos anteriormente, podem ser combinadas para formar o modelo da máquina de indução, que podem ser utilizadas conforme a necessidade do estudo desenvolvido. Esta seção é dedicada para apresentar algumas dessas representações.

2.4.1 Representação no Espaço de Estados pelas Correntes e Fluxos Estatóricos no Sistema de Coordenadas Estacionário

O vetor de estado do sistema elétrico é dada por:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{ds}^s & i_{qs}^s & \phi_{ds}^s & \phi_{qs}^s \end{bmatrix}^T \tag{2.107}$$

O modelo de estado do sistema elétrico pode ser obtido a partir das equações elétricas descritas por (2.101) e (2.102). Inicialmente as correntes de (2.101) são isoladas, obtendo-se assim as seguintes expressões:

$$i_{dr}^s = \frac{1}{L_{sr}}\phi_{ds}^s - \frac{L_s}{L_{sr}}i_{ds}^s \quad (2.108)$$

$$i_{qr}^s = \frac{1}{L_{sr}}\phi_{qs}^s - \frac{L_s}{L_{sr}}i_{qs}^s \quad (2.109)$$

O passo seguinte é substituir (2.108) e (2.109) em (2.101),

$$\phi_{dr}^s = \left(L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}} \right) i_{ds}^s + \frac{L_r}{L_{sr}} \phi_{ds}^s \quad (2.110)$$

$$\phi_{qr}^s = \left(L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}} \right) i_{qs}^s + \frac{L_r}{L_{sr}} \phi_{qs}^s \quad (2.111)$$

Assim, as derivadas temporais dos fluxos rotóricos são:

$$\frac{d}{dt}\phi_{dr}^s = \left(L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}} \right) \frac{d}{dt}i_{ds}^s + \frac{L_r}{L_{sr}} \frac{d}{dt}\phi_{ds}^s \quad (2.112)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{qr}^s = \left(L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}} \right) \frac{d}{dt}i_{qs}^s + \frac{L_r}{L_{sr}} \frac{d}{dt}\phi_{qs}^s \quad (2.113)$$

Considerando-se que o motor é do tipo gaiola de esquilo, ou seja, com rotor curto circuitado, tem-se que $V_{dqr}^s = 0$. Substituindo (2.83), (2.108), (2.111) e (2.112) em (2.93), resulta:

$$\begin{aligned} v_{dr}^s = 0 = & R_r \left(\frac{1}{L_{sr}}\phi_{ds}^s - \frac{L_s}{L_{sr}}i_{ds}^s \right) + \left(L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}} \right) \frac{d}{dt}i_{ds}^s \\ & + \frac{L_r}{L_{sr}} (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) + \left[\left(L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}} \right) i_{qs}^s + \frac{L_r}{L_{sr}} \phi_{qs}^s \right] n_p \omega_r \end{aligned} \quad (2.114)$$

Da mesma forma, substituindo (2.84), (2.109), (2.110) e (2.113) em (2.94) tem-se

$$v_{qr}^s = 0 = R_r \left(\frac{1}{L_{sr}} \phi_{qs}^s - \frac{L_s}{L_{sr}} i_{qs}^s \right) + \left(L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}} \right) \frac{d}{dt} i_{qs}^s \quad (2.115)$$

$$+ \frac{L_r}{L_{sr}} (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) - \left[\left(L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}} \right) i_{ds}^s + \frac{L_r}{L_{sr}} \phi_{ds}^s \right] n_p \omega_r$$

Deste modo, das equações das tensões rotóricas, obtém-se:

$$\frac{d}{dt} i_{ds}^s = - \left(\frac{R_r L_s + R_s L_r}{\sigma L_s L_r} \right) i_{ds}^s - n_p \omega_r i_{qs}^s + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{ds}^s \quad (2.116)$$

$$+ \frac{n_p \omega_r}{\sigma L_s} \phi_{qs}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}^s$$

$$\frac{d}{dt} i_{qs}^s = n_p \omega_r i_{ds}^s - \left(\frac{R_r L_s + R_s L_r}{\sigma L_s L_r} \right) i_{qs}^s - \frac{n_p \omega_r}{\sigma L_s} \phi_{ds}^s \quad (2.117)$$

$$+ \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{qs}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs}^s$$

onde

$$\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r} \quad (2.118)$$

O modelo de estado para o sistema mecânico é obtido pela substituição de (2.108) e (2.109) em (2.100):

$$n_p L_{sr} \left[i_{qs}^s \left(\frac{1}{L_{sr}} \phi_{ds}^s - \frac{L_s}{L_{sr}} i_{ds}^s \right) - i_{ds}^s \left(\frac{1}{L_{sr}} \phi_{qs}^s - \frac{L_s}{L_{sr}} i_{qs}^s \right) \right] = \quad (2.119)$$

$$B \omega_r + J \dot{\omega}_r + \tau_c$$

que pode ser reescrita como

$$n_p (i_{qs}^s \phi_{ds}^s - i_{ds}^s \phi_{qs}^s) = B \omega_r + J \dot{\omega}_r + \tau_c \quad (2.120)$$

Assim, as equações de estado que modelam o motor de indução no sistema de coordenadas estacionário, em termos das correntes e fluxos estatóricos, são:

- Modelo de Estado do Sistema Elétrico:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds}^s \\ \dot{i}_{qs}^s \\ \dot{\phi}_{ds}^s \\ \dot{\phi}_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\alpha + \beta) & -n_p \omega_r & \frac{\beta}{L_s} & \frac{n_p \omega_r}{\sigma L_s} \\ n_p \omega_r & -(\alpha + \beta) & \frac{n_p \omega_r}{\sigma L_s} & \frac{\beta}{L_s} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ \phi_{ds}^s \\ \phi_{qs}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (2.121)$$

- Modelo de Estado do Sistema Mecânico:

$$\dot{\omega}_r = \frac{n_p}{J} (i_{qs}^s \phi_{ds}^s - i_{ds}^s \phi_{qs}^s) - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{\tau_c}{J} \quad (2.122)$$

onde

$$\alpha = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad ; \quad \beta = \frac{R_r}{\sigma L_r} \quad (2.123)$$

2.4.2 Representação no Espaço de Estados pelas Correntes Estatóricas e Fluxos Rotóricos no Sistema de Coordenadas Síncrono ao Campo Girante

Pode-se obter agora, por meio de manipulações algébricas muito semelhantes às realizadas na seção anterior, variações de representações de variáveis de estado. Dessa forma, apresenta-se a seguir as equações de estado das correntes estatóricas e fluxos rotóricos para o sistema de coordenadas síncrono ao campo girante, conforme abaixo:

- Modelo de Estado do Sistema Elétrico:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds}^e \\ \dot{i}_{qs}^e \\ \dot{\phi}_{dr}^e \\ \dot{\phi}_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_e & \frac{K}{T_r} & n_p \omega_r K \\ -\omega_e & -\gamma & -n_p \omega_r K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_e - n_p \omega_r \\ 0 & \frac{L_{sr}}{T_r} & -(\omega_e - n_p \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ \phi_{dr}^e \\ \phi_{qr}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (2.124)$$

- Modelo de Estado do Sistema Mecânico:

$$\dot{\omega}_r = \frac{n_p L_{sr}}{J L_r} (i_{qs}^e \phi_{dr}^e - i_{ds}^e \phi_{qr}^e) - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{\tau_c}{J} \quad (2.125)$$

onde

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad ; \quad K = \frac{L_{sr}}{\sigma L_s L_r} \quad ; \quad \gamma = \frac{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad (2.126)$$

3 O CONTROLE VETORIAL

A máquina CC de excitação independente apresenta um desacoplamento natural entre a corrente de campo e a corrente de armadura. Esta característica, extremamente vantajosa do ponto de vista de seu controle, resulta da ortogonalidade entre os enrolamentos de campo e de armadura promovida pela ação do comutador. Assim, para a operação com fluxo constante, a corrente de campo é a responsável pelo estabelecimento do nível de fluxo da máquina ao passo que a corrente de armadura é quem produz o torque. Este controle desacoplado entre torque e fluxo representa uma grande facilidade ao projeto de acionamentos controlados de alto desempenho dinâmico (MARQUES, 1996).

O aparecimento dos princípios teóricos do controle vetorial, ocorrido no final da década de 1960 e início da década de 1970 com os trabalhos de Hasse e Blaschke, permitiu o controle do motor de indução como um motor CC de excitação independente. O princípio teórico desta técnica consiste em promover o alinhamento do fluxo da máquina com o eixo direto de um sistema de coordenadas síncronas, o que resulta no desacoplamento entre o fluxo e o torque. Desta forma, a componente de eixo direto da corrente de estator controla o fluxo da máquina e a componente de eixo em quadratura controla o torque eletromagnético (MARQUES, 1996).

Somente o alinhamento do fluxo de rotor é capaz de promover o desacoplamento completo entre o fluxo e torque. Entretanto, é possível a escolha do alinhamento dos fluxos de entreferro ou do fluxo de estator. Para algumas propostas (operação com enfraquecimento de campo, por exemplo) a escolha do alinhamento do fluxo de estator pode trazer vantagens que compensem a perda de desacoplamento completo (MARQUES, 1996).

Os métodos de implementação do controle vetorial, em função do modo como o alinhamento do fluxo é realizado, dividem-se em duas categorias:

- Métodos Diretos;
- Métodos Indiretos.

Nos métodos diretos, que têm origem no trabalho de (BLASKE, 1974), o conhecimento da posição do fluxo é obtido do vetor espacial de fluxo. Essa informação pode ser conseguida da medição direta, com o uso de sensores de fluxo instalados no interior da máquina, pela esti-

mação do fluxo de entreferro obtido da medição da terceira harmônica da tensão de estator (KREINDLER et al., 1994) ou por estimação a partir da medida de grandezas terminais (correntes, tensões, velocidade). No artigo de (BLASKE, 1974), a posição do fluxo é obtida pela medição da onda de fluxo de entreferro através de sensores de efeito Hall montados ortogonalmente na superfície do estator. Entretanto, o uso de sensores instalados no interior da máquina impossibilita o emprego de um motor de linha, elevando o custo do acionamento e reduzindo a robustez do sistema. Assim, implementações do controle vetorial direto baseado em observadores de fluxo (JANSEN; LORENZ, 1994), (JANSEN; LORENZ; NOVOTNY, 1994) ou com o uso da terceira harmônica da tensão de estator (KREINDLER et al., 1994), (PROFUMO et al., 1994) têm recebido maior atenção (MARQUES, 1996).

O controle vetorial indireto, cuja origem foi o trabalho de (HASSE, 1969), usa uma relação do escorregamento para estimar a posição do fluxo em relação ao rotor. A posição do fluxo é obtida pela adição da posição estimada do fluxo relativamente ao rotor com a posição do rotor obtida por medição ou estimação. Ao contrário do controle vetorial direto, a implementação do controle vetorial indireto não apresenta problemas em velocidades baixas e, assim, é preferida na maioria dos sistemas que necessitam operar próximo da velocidade zero (MARQUES, 1996).

O controle vetorial por orientação do fluxo magnético torna o desempenho dinâmico dos motores de indução comparável ao dos motores de corrente contínua com excitação separada. A orientação consiste em fixar no eixo direto do sistema de coordenadas síncrono um dos fluxos magnéticos: o de estator, o de rotor e o do entreferro (BIM, 2012), (COUTO, 2013), (FERRARI, 2006).

Os fluxos magnéticos de armadura e de campo nas máquinas de corrente contínua podem ser considerados em quadratura no espaço, independentemente da carga ou do grau de excitação. Nas máquinas de indução não existe um circuito físico exclusivo para o campo e isso torna o seu controle mais complexo, quando comparado com o controle da máquina de corrente contínua. Quando se manipula apenas a magnitude e a frequência das grandezas elétricas ou magnéticas, diz-se que o controle é escalar; por sua vez, quando a magnitude, a frequência e o fluxo magnético instantâneos e, adicionalmente, a posição angular dessas grandezas são manipuladas – o que equivale a dizer que se controlam as componentes de eixo direto e em quadratura do sistema síncrono de referência – diz-se que o controle é vetorial (BIM, 2012).

O controle vetorial por orientação do fluxo magnético do rotor

(o que foi usado para este estudo) transforma a estrutura de controle do motor de corrente alternada semelhante àquela do motor de corrente contínua, com excitação separada e, desse modo, os acionamentos elétricos de corrente alternada passam a ter um desempenho comparável ao das máquinas de corrente contínua com excitação separada (BIM, 2012).

O sistema de referência adotado para o controle vetorial é o mostrado na Figura 3, no qual o sistema de eixo ortogonal dq gira na velocidade síncrona (ω_e). O eixo d é alinhado com o fluxo de rotor (ϕ_{dqr}^e), de forma que na direção desse eixo o fluxo seja constante e na direção do eixo q seja sempre zero.

O controle vetorial do motor de indução procura, através de artifícios de controle utilizando um inversor de frequência, impor frequência, amplitude e fase angular da tensão de alimentação, de tal maneira que o funcionamento do motor de indução reproduza o comportamento do motor de corrente contínua com excitação independente (SONCINI, 2001).

Os métodos diretos apresentam como vantagem sobre os métodos indiretos a independência dos parâmetros da máquina, sendo entretanto, de implementação mais difícil, devido a necessidade de esquemas complexos de aquisição do vetor fluxo. Os métodos indiretos, apesar da simplicidade de implementação, dependem de parâmetros da máquina que variam com a temperatura, saturação magnética, efeito pelicular, entre outros (STOPA, 1997).

3.1 PRINCÍPIOS DO CONTROLE VETORIAL

O controle vetorial do motor de indução, baseia-se fundamentalmente em alinhar o fluxo da máquina com o sistema de coordenadas síncrono. A Figura 3 permite a observação espacial desta técnica de controle, onde $\alpha\beta$ representam os eixos ortogonais do sistema de coordenadas estacionário, dq os eixos do sistema de coordenadas síncrono, θ_e representa o ângulo elétrico entre os referenciais estacionário e síncrono e ϕ_{dqr}^e o fluxo de rotor.

Com as considerações do controle vetorial acima expostas, é possível aplicar as suas propriedades no modelo fornecido por (2.124) e (2.125), no referencial síncrono. O conjugado eletromagnético da máquina originalmente é dado por:

$$\tau_m = \frac{n_p L_{sr}}{L_r} (i_{qs}^e \phi_{dr}^e - i_{ds}^e \phi_{qr}^e) \quad (3.1)$$

onde o conjugado τ_m , passa a ser,

$$\tau_m = \frac{n_p L_{sr}}{L_r} i_{qs}^e \phi_{dr}^e \quad (3.7)$$

A terceira linha de (3.5) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\left(\frac{1}{T_r} + p \right) \phi_{dr}^e = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{ds}^e \quad (3.8)$$

onde p representa o operador de derivação $\frac{d}{dt}$.

Em regime permanente o fluxo de rotor é constante, ou seja:

$$\phi_{dr}^e = L_{sr} i_{ds}^e \quad (3.9)$$

A partir de (3.7) e (3.8) é possível observar um desacoplamento entre as componentes da corrente de estator. A componente de eixo direto controla o nível de fluxo da máquina, enquanto a componente de eixo em quadratura controla o conjugado do motor, quando o fluxo de rotor é constante. Desta forma, existe uma correspondência entre o motor de indução com alinhamento de fluxo rotórico e o motor CC com excitação independente. A componente de eixo direto da corrente estatórica equivale à corrente de campo do motor CC e a componente de eixo em quadratura equivale à corrente de armadura.

Da última linha de (3.5) é possível obter a equação que representa o escorregamento (ω_{sl}) do motor:

$$\omega_{sl} = \omega_e - n_p \omega_r = \frac{L_{sr}}{T_r} \frac{i_{qs}^e}{\phi_{dr}^e} \quad (3.10)$$

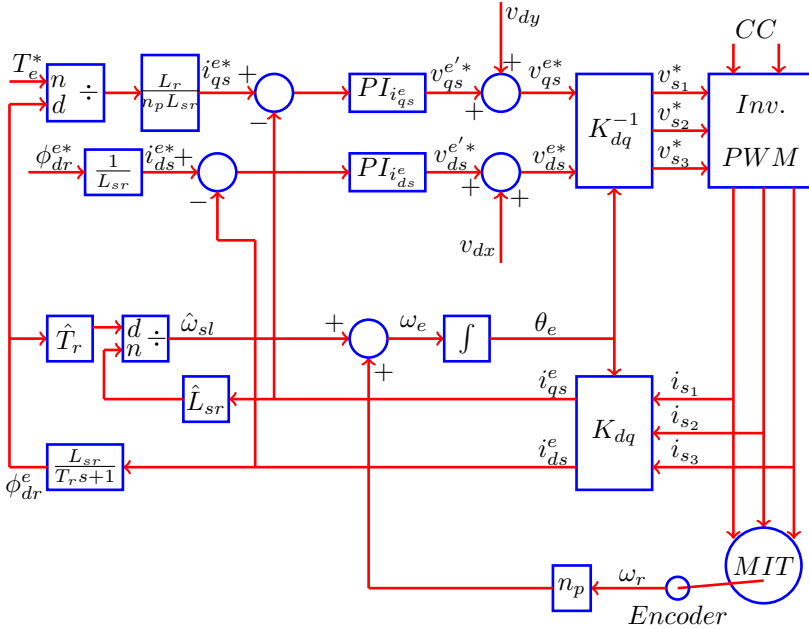
A expressão (3.10) é utilizada como base do controle vetorial indireto com orientação por fluxo de rotor, uma vez que permite calcular a velocidade do vetor fluxo, ou em outras palavras, a sua posição temporal.

3.2 CONTROLE VETORIAL INDIRETO

O esquema da implementação do controlador vetorial indireto é mostrado na Figura 4. Observa-se que o controle do fluxo é realizado em malha aberta (*feedforward*) através da imposição de uma corrente de referência (i_{ds}^{e*}) proporcional ao fluxo direto de eixo direto, dado

por (3.9). Além disto, observa-se também que a dinâmica dada pelo termo em derivada no primeiro membro é desprezada (STOPA, 1997).

Figura 4 – Diagrama de blocos do controlador vetorial indireto com inversor a entrada em tensão



Fonte: adaptado de (COUTO, 2013)

O controle de fluxo e torque é realizado pelas componentes da corrente estatórica, o que torna a alimentação em corrente o modo mais lógico de se implementar o controle vetorial (SONCINI, 2001). Porém, devido alguns aspectos construtivos, os inversores mais largamente utilizados no controle vetorial, são os que possuem suas entradas em tensão. A principal vantagem teórica em se trabalhar com inversores com entrada em tensão, é que não se faz nenhuma pressuposição sobre a dinâmica tensão versus corrente do motor (COUTO, 2013).

Nesta implementação, a posição angular do vetor fluxo de rotor é obtida da integração de sua velocidade angular:

$$\omega_e = n_p \omega_r + \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \frac{1}{T_r} \quad (3.11)$$

Integrando (3.11) obtém-se o ângulo espacial do vetor fluxo:

$$\theta_e = \int \left(n_p \omega_r + \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \frac{1}{T_r} \right) dt \quad (3.12)$$

O erro de velocidade gera a referência de conjugado “ T_e^* ”. A componente em quadratura da corrente é obtida da referência de conjugado a partir de (3.13).

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_{sr}}{L_r} \phi_{dr}^e i_{qs}^e \quad (3.13)$$

As referências de corrente, i_{ds}^{e*} e i_{qs}^{e*} , são alimentadas a controladores lineares de corrente operando em coordenadas girantes síncronas, conforme pode ser observado na Figura 4.

Após algumas manipulações algébricas realizadas em (3.5), as seguintes expressões para as componentes de tensão de eixo direto e em quadratura são obtidas:

$$v_{ds}^e = (\gamma \sigma L_s + p \sigma L_s) i_{ds}^e - n_p \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - \frac{K}{T_r} \sigma L_s \phi_{dr}^e \quad (3.14)$$

$$v_{qs}^e = (\gamma \sigma L_s + p \sigma L_s) i_{qs}^e + n_p \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + n_p \omega_r K \sigma L_s \phi_{dr}^e \quad (3.15)$$

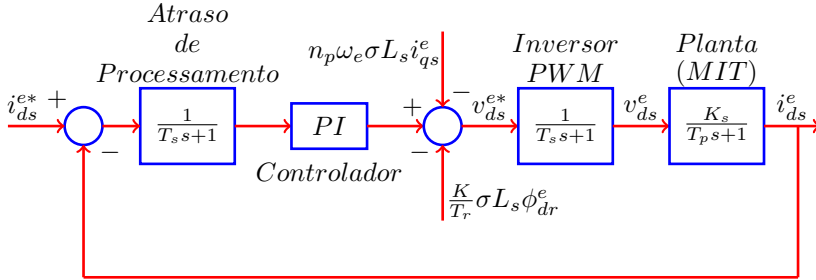
Os chamados termos de força contra-eletromotriz (f_{cem}), que estão representados na Figura 4 por v_{dy} e v_{dx} , são retirados de (3.14) e (3.15). Esses termos assumem as seguintes formas:

$$v_{dx} = -n_p \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - \frac{K}{T_r} \sigma L_s \phi_{dr}^e \quad (3.16)$$

$$v_{dy} = n_p \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + n_p \omega_r K \sigma L_s \phi_{dr}^e \quad (3.17)$$

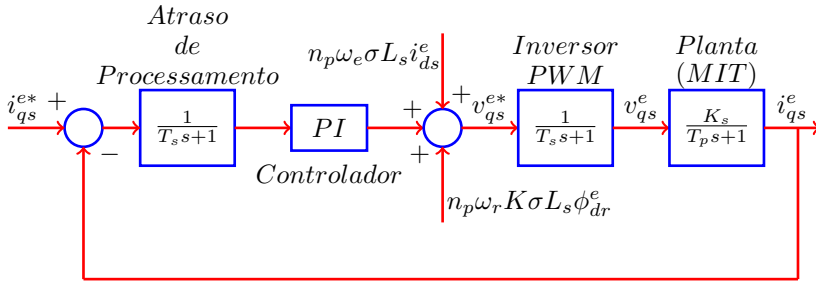
A partir de (3.14) e (3.15), pode-se construir o controlador de corrente destacado nas Figuras 5 e 6. Neste caso, os erros de correntes de eixos direto e em quadratura são fornecidos a controladores PI, cujas saídas, após compensação dos termos do tipo f_{cem} e transformação de coordenadas, irão gerar as tensões de referência a serem sintetizadas pelo algoritmo de PWM. A compensação dos termos de f_{cem} é feita através da adição desses termos na saída dos controladores (STOPA, 1997).

Figura 5 – Malha de controle de corrente de eixo direto



Fonte: adaptado de (STOPA, 1997)

Figura 6 – Malha de controle de corrente de eixo em quadratura



Fonte: adaptado de (STOPA, 1997)

Compensando-se esses termos de f_{cem} em (3.14) e (3.15), obtém-se uma função de transferência de primeira ordem entre a tensão de eixo direto/quadratura e a corrente de eixo direto/quadratura.

As funções de transferências entre i_{ds}^e e v_{ds}^e e entre i_{qs}^e e v_{qs}^e são dadas por:

$$G(s) = \frac{i_{qs}^e}{v_{qs}^e} = \frac{i_{ds}^e}{v_{ds}^e} = \frac{1}{\sigma L_s s + \gamma \sigma L_s} = \frac{K_s}{T_p s + 1} \quad (3.18)$$

A função de transferência do controlador PI pode ser escrita na forma seguinte:

$$G_c(s) = \frac{K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{s} \quad (3.19)$$

Considerando os blocos de atraso de processamento e inversor PWM ambos iguais a T_s (STOPA, 1997), a função de transferência de malha aberta é:

$$G_{MA}(s) = \frac{K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{s} \frac{1}{2sT_s + 1} \frac{K_s}{sT_p + 1} \quad (3.20)$$

$$K_s = \frac{1}{R_s + \frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r^2}} \quad (3.21)$$

$$T_p = K_s \frac{L_r L_s - L_{sr}^2}{L_r} \quad (3.22)$$

- T_s : período de amostragem;
- K_s : Ganho da planta;
- T_p : constante de tempo da planta.

Fazendo-se o projeto do PI de modo a cancelar o polo dominante da planta e considerando o coeficiente de amortecimento (ξ) igual a $\sqrt{2}/2$ conforme apresenta (STOPA, 1997), encontram-se os seguintes ganhos:

$$K_i = \frac{1}{4K_s T_s} \quad (3.23)$$

$$K_p = \frac{T_p}{4K_s T_s} \quad (3.24)$$

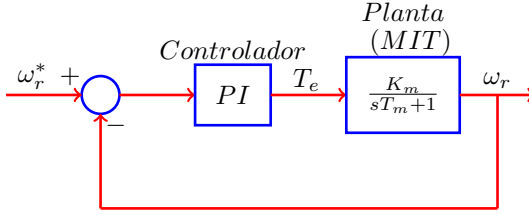
O modelo da malha de controle de velocidade utilizado é mostrado na Figura 7.

Na Figura 7, “ $T_m = J/B$ ” e “ $K_m = P/2B$ ” são respectivamente a constante de tempo mecânica e o ganho da planta. A função de transferência do sistema em malha fechada é dada por:

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{K_{p\omega} K_m}{T_m} \left(s + \frac{K_{i\omega}}{K_{p\omega}} \right)}{s^2 + \frac{1 + K_{p\omega} K_m}{T_m} s + \frac{K_{p\omega} K_m}{T_m}} \quad (3.25)$$

As expressões para os ganhos $K_{p\omega}$ e $K_{i\omega}$ são obtidas comparando-se o denominador da função de transferência (3.25) com o denominador da função de transferência de 2ª ordem padrão. Os ganhos são dados por:

Figura 7 – Malha de controle de velocidade



Fonte: adaptado de (STOPA, 1997)

$$K_{i\omega} = \frac{\omega_n^2 T_m}{K_m} \quad (3.26)$$

$$K_{p\omega} = \frac{2\xi\omega_n T_m - 1}{K_m} \quad (3.27)$$

$$T_m = \frac{J}{B} \quad (3.28)$$

$$K_m = \frac{P}{2B} \quad (3.29)$$

Para determinar o valor numérico de $K_{p\omega}$ e $K_{i\omega}$ é necessário fixar ξ e ω_n . O valor de ξ , conforme procedimento adotado em (STOPA, 1997), é ajustado de acordo com o critério de amortecimento ótimo ($\xi = \sqrt{2}/2$) ao passo que ω_n pode ser obtido fixando-se o tempo de acomodação $t_s = 4/\xi\omega_n$ de acordo com a resposta transitória desejada.

No Capítulo de simulação numérica será verificado que este método de ajuste dos controladores responde de forma satisfatória aos requisitos de projeto. Porém na prática, verificou-se que o ganho do integrador (K_i) deve ser menor que o ganho proporcional (K_p), pois caso contrário o motor apresenta elevados picos de corrente na sua partida. O método proposto por (STOPA, 1997) sempre resulta em um K_i maior que o K_p . Para solucionar o problema observado na partida do motor, utilizou-se a proposta de ajuste de ganhos dos controladores relatada em (MAYA; LEONARDI, 2011).

No método proposto por (MAYA; LEONARDI, 2011) a função de transferência do compensador ($G_c(s)$) é dada por:

$$G_c(s) = \frac{K_p(s + x_i)}{s} \quad (3.30)$$

sendo que o zero - x_i - é colocado muito próximo da origem, de modo que o mesmo e o integrador praticamente se anulam. Assim, reescrevendo o zero de (3.30):

$$x_i = \frac{K_i}{K_p} \quad (3.31)$$

Para o presente trabalho foi considerada a seguinte relação:

$$\frac{K_i}{K_p} = 0.015 \quad (3.32)$$

Desta forma o controlador dado em (3.30) torna-se:

$$G_c(s) = \frac{K_p(s + 0.015)}{s} \cong K_p \quad (3.33)$$

Ao fechar a malha considerando agora a soma dos atrasos de processamento e do PWM igual a T_s , o ganho proporcional encontrado é:

$$K_p = \left(\omega_n^2 - \frac{1}{T_s T_p} \right) \frac{T_s T_p}{K_s} \quad (3.34)$$

O ganho K_i é facilmente obtido ao manipular (3.32):

$$K_i = 0.015 K_p \quad (3.35)$$

Deste modo o ganho K_p é maior em relação a K_i , e o problema de picos de corrente anteriormente relatado, foi solucionado na prática, onde verificou-se uma partida suave do MIT.

4 CONTROLE PI-MQR ADAPTATIVO

Neste capítulo será abordado o método pelo qual os parâmetros elétricos, que mais influenciam no controle vetorial do motor de indução, serão estimados. Após a estimação dos parâmetros, os ganhos dos controladores serão então atualizados com o objetivo de manter as características nominais de projeto, sem perda de eficiência.

O princípio dos Mínimos Quadrados (MQ) foi formulado por Karl Friedrich Gauss ao final do século XVIII para prever a trajetória de planetas e cometas a partir das observações realizadas. K. F. Gauss estabeleceu que os parâmetros desconhecidos de um modelo matemático deveriam ser selecionados de modo que “o valor mais provável das grandezas desconhecidas é a que minimiza a soma dos quadrados da diferença entre os valores atualmente observados e os valores calculados multiplicados por números que medem o grau de precisão, onde quanto mais precisa a medida, maior a sua ponderação” (ASTROM; WITENMARK, 1995).

A qualidade da estimação é dependente da natureza do ruído, da estrutura do modelo, do tipo de aplicação e da “riqueza” da informação contida nas medidas. Tanto a implementação *offline* quanto a *online* do estimador são apresentadas e os seus respectivos aspectos computacionais são avaliados (COELHO; COELHO, 2004).

4.1 REPRESENTAÇÕES EM TEMPO DISCRETO

Existem algumas representações matemáticas que são especialmente adequadas à identificação de sistemas usando-se algoritmos conhecidos para a estimação dos parâmetros (AGUIRRE, 2007). O objetivo desta seção é apresentar de forma generalizada, algumas representações que são possíveis de serem utilizadas pelos mínimos quadrados.

Considere o seguinte modelo geral:

$$A(q)y(k) = \frac{B(q)}{F(q)}u(k) + \frac{C(q)}{D(q)}\nu(k) \quad (4.1)$$

Isolando o termo $y(k)$, é obtida a seguinte expressão:

$$y(k) = \frac{B(q)}{F(q)A(q)}u(k) + \frac{C(q)}{D(q)A(q)}\nu(k) \quad (4.2)$$

A Equação (4.2) pode ser representada de uma forma mais compacta, dada por:

$$y(k) = H(q)u(k) + G(q)\nu(k) \quad (4.3)$$

sendo q^{-1} o operador de atraso, de forma que $y(k)q^{-1} = y(k-1)$, $\nu(k)$ ruído branco e $A(q)$, $B(q)$, $C(q)$, $D(q)$ e $F(q)$ os polinômios definidos a seguir:

$$\begin{aligned} A(q) &= 1 - a_1q^{-1} - \dots - a_{n_y}q^{-n_y} \\ B(q) &= b_1q^{-1} + \dots + b_{n_u}q^{-n_u} \\ C(q) &= 1 + c_1q^{-1} - \dots + c_{n_\nu}q^{-n_\nu} \\ D(q) &= 1 + d_1q^{-1} - \dots + d_{n_d}q^{-n_d} \\ F(q) &= 1 + f_1q^{-1} - \dots + f_{n_f}q^{-n_f} \end{aligned} \quad (4.4)$$

As funções $H(q)$ e $G(q)$ normalmente são referidas com as funções de transferência do processo e do ruído, respectivamente. Ou seja, $H(q)$ é o resultado de substituir $q = z^3$ na transformada unilateral Z da resposta ao impulso do processo, $h(k)$. Alguns autores preferem representar a resposta ao impulso do processo por $g(k)$ e, nesse caso, as funções de transferência do processo e ruído são $G(q)$ e $H(q)$, respectivamente. Nas subseções a seguir serão definidos alguns modelos comuns na área de identificação de sistemas e controle adaptativo. Vale ressaltar que tais modelos utilizam uma nomenclatura não-formal, ou seja, misturam em uma mesma equação z (frequência) e k (amostras temporais).

4.1.1 Modelo ARX

O modelo auto-regressivo com entradas externas (*Autoregressive with Exogenous Inputs* (ARX)) pode ser obtido a partir do modelo geral (4.1), tomando-se $C(q) = D(q) = F(q) = 1$ sendo $A(q)$ e $B(q)$ polinômios arbitrários, resultando em

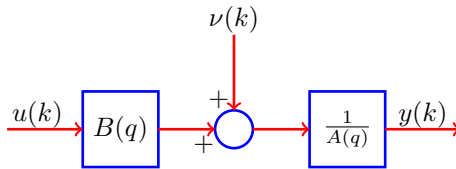
$$A(q)y(q) = B(q)u(k) + \nu(k) \quad (4.5)$$

Uma vez que o ruído $\nu(k)$ aparece diretamente na equação, o modelo ARX é normalmente classificado como pertencendo à classe de modelos de erro na equação. O modelo (4.5) pode ser reescrito da seguinte forma:

$$y(k) = \frac{B(q)}{A(q)}u(k) + \frac{1}{A(q)}\nu(k) \quad (4.6)$$

o que coloca em evidência as funções de transferência do sistema $H(q) = B(q)/A(q)$ e de ruído $C(q)/[D(q)A(q)] = 1/A(q)$, conforme pode ser visualizado na Figura 8.

Figura 8 – Representação esquemática de modelo ARX



Fonte: adaptado de (AGUIRRE, 2007)

4.1.2 Modelo ARMAX

O modelo auto-regressivo com média móvel e entradas exógenas (*Autoregressive Moving Average with Exogenous Inputs* (ARMAX)) pode ser obtido a partir do modelo geral (4.1), tomando-se $D(q) = F(q) = 1$ e $A(q) = B(q)$ e $C(q)$ polinômios arbitrários, resultando em

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + C(q)\nu(k) \quad (4.7)$$

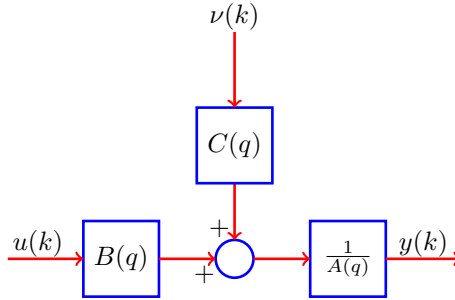
ou alternativamente,

$$y(k) = \frac{B(q)}{A(q)}u(k) + \frac{C(q)}{A(q)}\nu(k) \quad (4.8)$$

$$y(k) = H(q)u(k) + e(k) \quad (4.9)$$

À semelhança do ARX, o ARMAX pertence à classe de modelos de erro na equação. No presente caso, o erro na equação é modelado como um processo de média móvel (MA), e o ruído adicionado à saída, $e(k)$, é representado como ruído branco filtrado pelo (*Autoregressive Moving Average* (ARMA)), $C(q)/A(q)$.

Figura 9 – Representação esquemática de modelo ARMAX



Fonte: adaptado de (AGUIRRE, 2007)

4.1.3 Modelo ARMA

O modelo ARMA é um caso particular do modelo ARMAX, quando não há sinais exógenos, ou seja, quando $u(k) = 0$. Nesse caso, (4.7) pode ser reescrito como:

$$A(q)y(k) = C(q)\nu(k) \quad (4.10)$$

ou alternativamente,

$$y(k) = \frac{C(q)}{A(q)}\nu(k) \quad (4.11)$$

$$y(k) = G(q)\nu(k) \quad (4.12)$$

sendo $G(q)$ a função de transferência do ruído, ou seja, ela quantifica como o processo aleatório branco $\nu(k)$ afeta a saída $y(k)$.

Foi dito que um modelo ARMA não tem entradas externas. De certa forma isso é verdadeiro, pois tomou-se $u(k) = 0$, mas, por outro lado, é possível interpretar o processo aleatório $\nu(k)$ como a entrada do sistema. Nesse caso interpreta-se a saída $y(k)$ como uma versão filtrada da “entrada” $\nu(k)$ usando o filtro $G(q)$. Modelos ARMA são comumente usados como modelos de séries temporais, ou seja, situações em que somente se tem um sinal, $y(k)$. Nesses casos, estima-se $G(q)$ usando-se tal sinal e mais uma realização de $\nu(k)$ tomada de uma distribuição de probabilidade ou utilizam-se os próprios resíduos $\xi(k)$ do modelo estimado no lugar de $\nu(k)$.

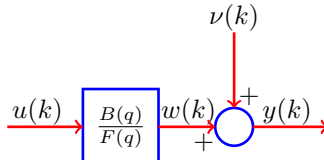
4.1.4 Modelos de Erro na Saída

Modelos do tipo erro na saída são modelos que podem ser escritos na forma de (4.1), mas com polinômio $A(q) = 1$. Assim a partir do modelo genérico, fazendo-se $A(q) = C(q) = D(q) = 1$, $B(q)$ e $F(q)$ polinômios arbitrários, o que resulta em

$$y(k) = \frac{B(q)}{F(q)}u(k) + \nu(k) \quad (4.13)$$

sendo que o fato do ruído branco $\nu(k)$ ser diretamente adicionado à saída justifica o nome desta classe de modelos.

Figura 10 – Representação esquemática de modelo de erro na saída



Fonte: adaptado de (AGUIRRE, 2007)

4.2 ESTIMAÇÃO EM BATELADA E ESTIMAÇÃO RECURSIVA

A estimação de parâmetros em batelada (*batch*) e a estimação recursiva são duas possíveis variações de algoritmos que podem ser utilizadas pelo método de mínimos quadrados.

No primeiro método, excita-se o sistema e os dados de entrada e saída são armazenados para utilização a posteriori. Já no segundo, a cada período de amostragem, novas medidas dos sinais de entrada e saída tornam-se disponíveis e são processadas em tempo real, fornecendo-se assim estimativas dos parâmetros a cada período de amostragem, ou seja, recursivamente (AGUIRRE, 2007).

Os algoritmos recursivos (MQR) utilizam pouca memória e pequeno esforço computacional. Tal método é útil quando os parâmetros do processo variam lentamente em função de não linearidades, desgastes, aquecimento, falhas, dentre outros. Tais algoritmos são também úteis na resolução de problemas numéricos cuja solução em batelada seria difícil.

Devido ao menor esforço computacional, utilização de pouca memória e as características dos parâmetros elétricos do motor de indução serem alteradas de forma progressiva e lenta, o algoritmo de estimação recursiva foi a metodologia escolhida para ser empregada na prática neste trabalho. Contudo na próxima seção, será abordada a teoria dos mínimos quadrados em batelada com o objetivo de expor em quais pontos a mesma se diferencia em relação à estimação recursiva.

4.3 ESTIMADOR VIA MÍNIMOS QUADRADOS EM BATELADA

Considere um modelo matemático de um sistema discreto expresso por:

$$\begin{aligned} y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_n y(k-n) &= b_0 u(k-1) \\ &+ \dots + b_{m-1} u(k-m) \end{aligned} \quad (4.14)$$

onde: a_1 até a_n e b_0 até b_m são os parâmetros do modelo na forma de uma equação a diferenças.

Para a estimação dos parâmetros, que podem ser variantes no tempo, a expressão dada em (4.14) pode ser escrita como:

$$y(k) = \boldsymbol{\varphi}^T \boldsymbol{\theta} \quad (4.15)$$

No qual o vetor definido acima como $\boldsymbol{\theta}$ é o vetor com os elementos desconhecidos a serem estimados e $\boldsymbol{\varphi}$ é um vetor das medidas de saída e de entrada do processo:

$$\boldsymbol{\varphi}^T = \begin{bmatrix} -y(k-1) & \dots & -y(k-n) \\ u(k-1) & \dots & u(k-m) \end{bmatrix}^T \quad (4.16)$$

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} a_1 & \dots & a_n & b_0 & \dots & b_{m-1} \end{bmatrix}^T \quad (4.17)$$

Em (4.15) foi considerado que os vetores $\boldsymbol{\theta}$ e $\boldsymbol{\varphi}$ representam a saída $y(k)$ fielmente. Porém, na estimação tipicamente assumi-se que ocorre uma aproximação da saída de modo que existe um erro ε ao se aproximar o valor observado $y(k)$ com os vetores $\boldsymbol{\theta}$ e $\boldsymbol{\varphi}$. A inclusão deste erro pode ser verificado a seguir:

$$\hat{y}(k) = \boldsymbol{\varphi}^T \hat{\boldsymbol{\theta}} \quad (4.18)$$

$$y(k) = \boldsymbol{\varphi}^T \hat{\boldsymbol{\theta}} + \varepsilon(k) \quad (4.19)$$

onde $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ significa que é o vetor de variáveis estimadas.

Desta forma pode-se escrever:

$$\varepsilon(k) = y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T \hat{\boldsymbol{\theta}} = y(k) - \hat{y}(k) \quad (4.20)$$

Reescrevendo (4.20) de uma forma vetorial:

$$\boldsymbol{\varepsilon}(k) = \mathbf{Y} - \boldsymbol{\Phi} \hat{\boldsymbol{\theta}} \quad (4.21)$$

De forma óbvia deseja-se que o erro seja o menor possível para que a saída estimada se aproxime ao máximo da real. De acordo com (4.21) é interessante que $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ seja um vetor tal que reduza o erro a um valor mínimo. Por isso para tornar a resposta mais precisa, define-se o somatório do quadrado dos erros que nada mais é do que um índice que quantifica a qualidade de ajuste de $\boldsymbol{\Phi} \hat{\boldsymbol{\theta}}$ ao vetor de saída $\mathbf{Y}$ (AGUIRRE, 2007), conhecida como função custo:

$$J_{MQ} = \sum_{i=1}^k \varepsilon(i)^2 = \boldsymbol{\varepsilon}^T \boldsymbol{\varepsilon} \quad (4.22)$$

Substituindo (4.21) em (4.22) tem-se:

$$J_{MQ} = \left(\mathbf{Y} - \boldsymbol{\Phi} \hat{\boldsymbol{\theta}} \right)^T \left(\mathbf{Y} - \boldsymbol{\Phi} \hat{\boldsymbol{\theta}} \right) \quad (4.23)$$

Ao aplicar algumas propriedades de matriz transposta em (4.23) chega-se:

$$J_{MQ} = \left[\mathbf{Y}^T - (\boldsymbol{\Phi} \hat{\boldsymbol{\theta}})^T \right] \left(\mathbf{Y} - \boldsymbol{\Phi} \hat{\boldsymbol{\theta}} \right) = \left(\mathbf{Y}^T - \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\Phi}^T \right) \left(\mathbf{Y} - \boldsymbol{\Phi} \hat{\boldsymbol{\theta}} \right) \quad (4.24)$$

Fazendo a multiplicação dos termos de (4.24) obtém-se:

$$J_{MQ} = \mathbf{Y}^T \mathbf{Y} - \mathbf{Y}^T \boldsymbol{\Phi} \hat{\boldsymbol{\theta}} - \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\Phi}^T \mathbf{Y} + \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\Phi}^T \boldsymbol{\Phi} \hat{\boldsymbol{\theta}} \quad (4.25)$$

Como a função custo (J_{MQ}) deve ser minimizada, a mesma deve ser derivada parcialmente em relação a $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ e igualada a zero, conforme mostrado a seguir:

$$\frac{\partial J_{MQ}}{\partial \hat{\theta}} = -\Phi^T Y - \Phi^T Y + 2\Phi^T \Phi \hat{\theta} = 0 \quad (4.26)$$

É preciso ainda analisar a segunda derivada de (4.25) para verificar se é um ponto de mínimo, ou seja, a segunda derivada deve ser maior que zero. Assim é obtida a seguinte relação:

$$\frac{\partial^2 J_{MQ}}{\partial \hat{\theta}^2} = 2\Phi^T \Phi > 0 \quad (4.27)$$

A Equação (4.27) sempre será verdadeira, pois $2\Phi^T \Phi$ é positiva (AGUIRRE, 2007). Assim o vetor de parâmetros estimados será dado por:

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (4.28)$$

A Equação (4.28) minimiza o somatório dos erros ao quadrado, ou seja, minimiza a função de custo. Esta equação é conhecida como estimador de mínimos quadrados clássico e depende do vetor de dados regressivo e da saída do processo. A estimação dos parâmetros de (4.28) é dependente de todos os dados do vetor de regressores e da saída, para realizar estimação. Assim o método dos mínimos quadrados é capaz de estimar os parâmetros, tendo definido a estrutura do modelo, de uma só vez, ou seja, em batelada. No entanto, na prática, normalmente em sistemas embarcados, os dados são medidos e disponibilizados sequencialmente a cada período de amostragem sem o armazenamento de todos os dados passados. Nota-se também a necessidade de realizar inversão de matrizes a cada período de amostragem. O armazenamento e a inversão de matrizes acarretam em um alto custo computacional que inviabiliza o uso do estimador MQ para sistemas embarcados. Uma maneira de resolver tal inconveniente é a utilização da técnica dos mínimos quadrados recursivos.

4.4 ESTIMADOR VIA MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVOS

Métodos de identificação baseados em um conjunto de medidas, como é o caso do algoritmo *batch*, podem ser inadequados para a aplicação em tempo real. Na implementação de um controle adaptativo, o algoritmo do estimador de parâmetros tipicamente é iterativo, com

o modelo do sistema sendo atualizado a cada período de amostragem, quando novas medidas estão disponíveis (adequar-se às características do processo controlado ou resintonizar-se caso existam variações na dinâmica do processo) (COELHO; COELHO, 2004).

O desenvolvimento para obtenção do estimador de Mínimos Quadrados Recursivos (MQR) segue o estudo apresentado em (COELHO; COELHO, 2004) e (AGUIRRE, 2007). As equações do MQR são derivadas de (4.28). O objetivo do MQR é estimar os parâmetros da planta de uma forma que esta estimação não dependa do armazenamento de todos os dados e nem da inversão de matrizes. Assim (4.28) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\hat{\theta}(k) = [\varphi^T(k)\varphi(k)]^{-1} \varphi^T(k)y(k) = P(k)\varphi^T(k)y(k) \quad (4.29)$$

A matriz $P(k)$ pode ser escrita em termos de medidas $k - 1$. Assumindo que $P(k)$ é não singular para todo k , tem-se que:

$$P^{-1}(k) = \varphi^T(k)\varphi(k) = \sum_{i=1}^k \varphi(i)\varphi^T(i) \quad (4.30)$$

onde o somatório representa todos os elementos do resultado da multiplicação das matrizes de regressores.

Após algumas manipulações no somatório tem-se:

$$P^{-1}(k) = \sum_{i=1}^{k-1} \varphi(i)\varphi^T(i) + \varphi(k)\varphi^T(k) = P^{-1}(k-1) + \varphi(k)\varphi^T(k) \quad (4.31)$$

Partindo agora para os mínimos quadrados estimados dos parâmetros do processo, pode-se reescrever (4.29) conforme a seguir:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= P(k)\varphi^T(k)y(k) = P(k) \sum_{i=1}^k \varphi(i)y(i) \\ &= P(k) \left(\sum_{i=1}^{k-1} \varphi(i)y(i) + \varphi(k)y(k) \right) \end{aligned} \quad (4.32)$$

O termo do primeiro somatório de (4.32) é reescrito em termos de medidas $k - 1$ passando a ser:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) = \mathbf{P}(k-1) \sum_{i=1}^{k-1} \varphi(i)y(i) \quad (4.33)$$

Multiplicando ambos os lados de (4.33) pela inversa de $\mathbf{P}(k-1)$ e reagrupando com (4.31) tem-se:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{k-1} \varphi(i)y(i) &= \mathbf{P}^{-1}(k-1) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) \\ &= \mathbf{P}^{-1}(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) - \boldsymbol{\varphi}(k) \boldsymbol{\varphi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) \end{aligned} \quad (4.34)$$

Substituindo (4.34) em (4.32) chega-se:

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) &= \mathbf{P}(k) \left[\mathbf{P}^{-1}(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) - \boldsymbol{\varphi}(k) \boldsymbol{\varphi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \boldsymbol{\varphi}(k)y(k) \right] \\ &= \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{P}(k) \boldsymbol{\varphi}(k) \left[y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) \right] \\ &= \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{L}(k) \left[y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) \right] \end{aligned} \quad (4.35)$$

onde:

$$\mathbf{L}(k) = \mathbf{P}(k) \boldsymbol{\varphi}(k) \quad (4.36)$$

Observa-se que (4.35) é mais simples que (4.29), pois o cálculo do vetor de parâmetros de $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$ depende de dados no instante anterior ($k-1$), dos dados de saída do processo atual e da matriz $\mathbf{P}(k)$. Entretanto, ainda é incômodo tratar de inversão de matrizes a cada período de amostragem, pois conforme foi citado anteriormente, a maioria dos sistemas de controle são embarcados não suportam um alto custo computacional. Tal inconveniente pode ser resolvido reescrevendo a matriz $\mathbf{P}(k)$ utilizando uma propriedade de inversão de matrizes, que é dada por:

$$(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} (\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{DA}^{-1} \quad (4.37)$$

Para a aplicação da propriedade dada em (4.37), a matriz $\mathbf{P}(k)$ pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k) &= [\boldsymbol{\varphi}^T(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k-1) + \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)]^{-1} \\ &= (\mathbf{P}^{-1}(k-1) + \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k))^{-1} \end{aligned} \quad (4.38)$$

Aplicando a relação (4.37) no último termo de (4.38), chega-se ao seguinte resultado:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k) &= \mathbf{P}(k-1) - \mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k) \\ &\quad \times [\mathbf{I} + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)]^{-1} \boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1) \end{aligned} \quad (4.39)$$

onde: $\mathbf{A} = \mathbf{P}^{-1}(k-1)$; $\mathbf{B} = \boldsymbol{\varphi}(k)$; $\mathbf{C} = \mathbf{I}$ e $\mathbf{D} = \boldsymbol{\varphi}^T(k)$.

Substituindo o resultado obtido em (4.39) em (4.36) chega-se ao cálculo de $\mathbf{L}(k)$ que é dado por:

$$\mathbf{L}(k) = \mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k) [\mathbf{I} + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)]^{-1} \quad (4.40)$$

Observa-se que novamente é necessário inverter matrizes para o cálculo de $\mathbf{L}(k)$. No entanto para processos com apenas uma variável de saída, o resultado da parte de (4.40) que deve ser invertida é um escalar. Desta forma, tal fato simplifica os cálculos e diminui o custo computacional para sistemas embarcados. Portanto, com o resultado alcançado pela manipulação algébrica e matricial das equações trabalhadas, chega-se a forma recursiva de obtenção do vetor de estimação $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$:

$$\mathbf{L}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}{1 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \quad (4.41)$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{L}(k) [y(k) - \hat{y}(k)] \quad (4.42)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k) &= \mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)}{1 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{L}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)) \mathbf{P}(k-1) \end{aligned} \quad (4.43)$$

Nas Equações (4.41), (4.42) e (4.43), $\mathbf{L}$ é conhecido como ganho do filtro de Kalman ou ganho do estimador e $\mathbf{P}$ é a matriz de covariância

dada pela inversa da transposta da matriz dos regressores multiplicada por ela mesma.

A matriz de covariância atualiza a amplitude do erro de estimação. Seus elementos normalmente decrescem a cada período de amostragem. Esta matriz é definida positiva e tem sua dimensão dada pelo número de parâmetros estimados.

4.5 FATOR DE ESQUECIMENTO

Quando o sistema não varia no tempo, é razoável atribuir o mesmo peso às observações, como os estimadores anteriormente comentados fazem. Entretanto, se o sistema a ser identificado varia no tempo, as observações mais recentes precisam ser mais influentes na estimação dos parâmetros, uma vez que elas contêm informação mais atualizada. Assim sendo, quando o problema em questão é o de estimar os parâmetros de um sistema que está variando no tempo, não basta implementar o estimador de forma recursiva, mas também é necessário ponderar de maneira diferenciada as observações disponíveis (AGUIRRE, 2007).

Substituindo (4.20) em (4.22) obtém-se a seguinte função custo:

$$J_{MQ} = \sum_{i=1}^k \left[y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T \hat{\boldsymbol{\theta}} \right]^2 \quad (4.44)$$

O algoritmo dos MQR padrão minimiza o funcional apresentado em (4.22) e pondera cada erro de estimação igualmente. Assim, para ponderar mais as informações mais recentes o critério dos MQR pode ser alterado para minimizar o funcional modificado,

$$J_{MQ} = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \left[y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T \hat{\boldsymbol{\theta}} \right]^2 \quad (4.45)$$

onde λ é chamado de fator de esquecimento. Se $\lambda = 1$, tem-se o MQR padrão. Na prática usa-se valores na faixa $0,9 \leq \lambda \leq 1$. Deste modo, as medidas antigas são exponencialmente “esquecidas” e maior ênfase é atribuída as medidas mais recentes. O algoritmo de estimação dos MQR com fator de esquecimento apresenta a seguinte forma recursiva (AGUIRRE, 2007):

$$\mathbf{L}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}{\lambda + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \quad (4.46)$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{L}(k) [y(k) - \hat{y}(k)] \quad (4.47)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k) &= \frac{1}{\lambda} \left[\mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)}{1 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \right] \\ &= \frac{1}{\lambda} [(\mathbf{I} - \mathbf{L}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)) \mathbf{P}(k-1)] \end{aligned} \quad (4.48)$$

Apresenta-se a seguir as etapas que devem ser seguidas na identificação recursiva em processos SISO (MATOS, 2013):

- I. Inicializar a matriz de covariância;
- II. Armazenar a ação de controle e saída do processo em um instante k ;
- III. Calcular o ganho do estimador dado por (4.46);
- IV. Determinar o vetor de parâmetros estimados do modelo;
- V. Atualizar a matriz de covariância dada por (4.48);
- VI. Aguardar o período de amostragem e retornar a etapa (II).

4.6 IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Nas seções anteriores que trataram da modelagem do motor de indução, foram apresentadas, considerando algumas hipóteses simplificadoras referentes às não idealidades encontradas na prática, modelos dinâmicos não lineares que descrevem a relação dinâmica entre tensões, correntes e posição mecânica.

O método de mínimos quadrados desenvolvidos neste trabalho, deve ser aplicado em sistemas lineares, fato que limita sua utilização no motor de indução, uma vez que este é uma planta não linear. Porém, utilizando-se alguns métodos de transformação de coordenadas, pode-se obter uma relação linear entre os fluxos estatóricos e as correntes estatóricas, ambos no sistema de coordenadas que gira com o rotor (FERRARI, 2006) e (COUTO, 2013). A relação linear é dada pela função de transferência a seguir (FERRARI, 2006):

$$\frac{\phi_{ab}^s}{\mathbf{I}_{ab}^s} = \frac{(L_s L_r - L_{sr}^2) s + L_s R_r}{L_r s + R_r} \quad (4.49)$$

onde ab denota o eixo do sistema que gira com o rotor, ϕ_{ab}^s é o fluxo de estator em coordenadas rotóricas e $\mathbf{I}_{ab}^s$ é a corrente de estator em coordenadas rotóricas.

Observa-se que na prática é comum o uso de sensores para a medição dos sinais de corrente e velocidade. Entretanto, a obtenção do fluxo por meio de medição é algo de alta complexidade, pois exige a instalação de dispositivos transdutores no interior da máquina, tornando-a assim menos robusta e elevando os custos. De forma alternativa, é possível a utilização de estimadores para reconstruir os sinais de fluxo.

Pode-se estimar o fluxo em coordenadas estacionárias e em seguida realizar uma transformação de coordenadas, de modo que este fique no referencial de rotor. Assim, chega-se nas seguintes expressões:

$$\mathbf{I}_{ab}^s = \mathbf{K}_{ab}^{\alpha\beta} \mathbf{I}_{\alpha\beta}^s \quad (4.50)$$

$$\phi_{ab}^s = \mathbf{K}_{ab}^{\alpha\beta} \phi_{\alpha\beta}^s \quad (4.51)$$

onde $\mathbf{K}_{ab}^{\alpha\beta}$ é a matriz transformação do sistema de coordenadas estacionário para o sistema de coordenada que gira com o rotor.

4.6.1 Discretização de Sistemas Contínuos

Para a aplicação do método dos mínimos quadrados para identificar um sistema dinâmico, primeiramente é necessário conhecer a equação à diferenças que descreve o comportamento do modelo. Por isso, torna-se indispensável a utilização de um método para discretizar a função transferência dada em (4.49). O método escolhido para realizar tal tarefa é desenvolvido em (HEMERLY, 2000), sendo conhecido como Transformação Bilinear ou Transformação de Tustin.

Em (OGATA, 1995) e (ASTROM; WITTENMARK, 1995) é apresentada a teoria para determinar uma relação entre os planos s e z , dado pela seguinte expressão:

$$z = e^{sT} \quad (4.52)$$

A Equação (4.52) expandida em série de Taylor torna-se:

$$s = \frac{\ln(z)}{T} \cong \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} + \frac{(z-1)^3}{3(z+1)^3} + \frac{(z-1)^5}{5(z+1)^5} + \dots \right] \quad (4.53)$$

O procedimento adotado na literatura é realizar o truncamento no primeiro termo de (4.53). Assim a expressão torna-se:

$$s \cong \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (4.54)$$

Logo para discretizar uma planta contínua pelo método de Tustin, tem-se:

$$H(z) = G(s) \big|_{s=\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} \quad (4.55)$$

4.6.2 Aplicação da Discretização em uma Planta Contínua

O modelo genérico do sistema contínuo apresentado em (4.49) é dado por:

$$G(s) = \frac{d_0 s + d_1}{s + a} \quad (4.56)$$

onde a , d_0 e d_1 são os coeficientes contínuos do modelo.

Ao aplicar a definição dada em (4.54) ao modelo (4.56), tem-se:

$$H(z) = \frac{\frac{2d_0+d_1T}{aT+2}z + \frac{d_1T-2d_0}{aT+2}}{z + \frac{aT-2}{aT+2}} \quad (4.57)$$

Considerando a estimação de um sistema discreto generalizado por:

$$H(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z + f} \quad (4.58)$$

onde b_0 , b_1 e f são os coeficientes discretos do modelo.

Comparando (4.57) com (4.58), tem-se:

$$b_0 = \frac{2d_0 + d_1T}{aT + 2} \quad (4.59)$$

$$b_1 = \frac{d_1T - 2d_0}{aT + 2} \quad (4.60)$$

$$f = \frac{aT - 2}{aT + 2} \quad (4.61)$$

Pode-se verificar nas expressões (4.59), (4.60) e (4.61) que elas contêm as relações entre os coeficientes discretos e contínuos do modelo. Uma vez que o processo de identificação consiste na determinação dos coeficientes discretos e é necessário o conhecimento dos coeficientes contínuos para o cálculo dos parâmetros, convém reescrever (4.59), (4.60) e (4.61) de forma a explicitar os coeficientes contínuos, então:

$$\hat{d}_0 = \frac{(\hat{a}T + 2)(b_0 - b_1)}{4} \quad (4.62)$$

$$\hat{d}_1 = \frac{b_0(\hat{a}T + 2) - 2\hat{d}_0}{T} \quad (4.63)$$

$$\hat{a} = \frac{2}{T} \frac{1 + f}{1 - f} \quad (4.64)$$

Neste caso, nota-se que, após a identificação dos parâmetros discretos do modelo, pode-se aplicar as expressões (4.62), (4.63) e (4.64) para determinar os coeficientes contínuos estimados ($\hat{d}_0$, $\hat{d}_1$ e $\hat{a}$) do modelo.

4.6.3 Identificação do Motor de Indução Utilizando o Conceito de Classe de Motores

De acordo com IEEE-112 (1996), pode-se classificar os motores de indução conforme suas características Torque vs Velocidade em função da corrente de partida, acrescentando a seguinte expressão:

$$L_{s\sigma} = k_c L_{r\sigma} \quad (4.65)$$

onde k_c , assume um valor de acordo com a classificação do motor segundo a *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA):

- $k_c = 1$ para motores de classes A, D e de rotor bobinado;
- $k_c = \frac{2}{3}$ para motores de classe B;
- $k_c = \frac{3}{7}$ para motores de classe C.

De acordo com (FERRARI, 2006), $L_{s\sigma}$ e $L_{r\sigma}$ são iguais a:

$$L_{s\sigma} = L_s - L_{sr} \quad (4.66)$$

$$L_{r\sigma} = L_r - L_{sr} \quad (4.67)$$

Sendo assim, utilizando as definições (4.65), (4.66) e (4.67), pode-se reescrever a função transferência (4.49) da seguinte forma:

$$\frac{\phi_{ab}^s}{\mathbf{I}_{ab}^s} = \frac{[(L_s - L_{sr})(L_s + k_c L_{sr})] s + k_c R_r L_s}{[L_s + (k_c - 1)L_{sr}] s + k_c R_r} \quad (4.68)$$

Reescrevendo (4.68) na forma genérica de (4.56), tem-se

$$d_0 = \frac{(L_s - L_{sr})(L_s + k_c L_{sr})}{L_s + (k_c - 1)L_{sr}} \quad (4.69)$$

$$d_1 = \frac{k_c R_r L_s}{L_s + (k_c - 1)L_{sr}} \quad (4.70)$$

$$a = \frac{k_c R_r}{L_s + (k_c - 1)L_{sr}} \quad (4.71)$$

Desde de que a constante k_c seja conhecida. Apenas três parâmetros são desconhecidos e podem ser determinados a partir de métodos de identificação propostos. São eles: L_s , L_{sr} e R_r . A partir das estimativas de a , d_0 e d_1 , pode-se obter os parâmetros do motor através das seguintes relações:

$$\hat{L}_s = \frac{\hat{d}_1}{\hat{a}} \quad (4.72)$$

$$\hat{L}_{sr} = \frac{(k_c - 1) \left(\hat{L}_s - \hat{d}_0 \right) + K1}{2k_c} \quad (4.73)$$

$$\hat{R}_r = \frac{\hat{a} \left[\hat{L}_s + (k_c - 1)\hat{L}_{sr} \right]}{k_c} \quad (4.74)$$

$$\hat{L}_r = \frac{\hat{L}_s + (k_c - 1)\hat{L}_{sr}}{k_c} \quad (4.75)$$

onde $K1 = \sqrt{\left[(k_c - 1) \left(\hat{d}_0 - \hat{L}_s \right) \right]^2 + 4k_c \hat{L}_s \left(\hat{L}_s - \hat{d}_0 \right)}$.

Desta forma, com os parâmetros de (4.72) a (4.75) estimados, é possível adaptar os ganhos dos controladores de correntes anteriormente descritos, colocando-se em prática assim o PI-MQR adaptativo.

5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Nesta seção será analisado o comportamento do MIT em termos de simulação numérica, visto que as etapas de modelagem do motor e de controle vetorial aplicado ao mesmo já foram detalhadas nos capítulos iniciais deste trabalho. A identificação das características elétricas do motor, aplicando o MQR também será aqui avaliada de modo a validar a teoria apresentada até o presente momento. As simulações foram realizadas no ambiente Matlab/Simulink, o que facilita a implementação prática, visto que a plataforma dSPACE utilizada neste estudo é baseada em tal ambiente.

Para simular a dinâmica do motor, as equações diferenciais apresentadas em (2.121) e (2.122) foram solucionadas através de um método numérico denominado *Runge-Kutta*. O MIT a ser estudado possui as seguintes especificações técnicas:

- Tensão nominal: 220/380 [V];
- Corrente nominal: 8,09/4,68 [A];
- Potência nominal: 3,0 [cv];
- Conjugado nominal: 12,0 [Nm];
- Velocidade nominal: 1710 [rpm];
- Pares de polos: 2;
- Classe do motor: A.

A classe do MIT do laboratório da Udesc é a N (conforme NBR 17094-1) o que equivale a classe A da NEMA, pois ambas as normas mencionam as mesmas características de torque e corrente de partida além do escorregamento em operação. Os resultados das simulações são apresentados nas próximas seções.

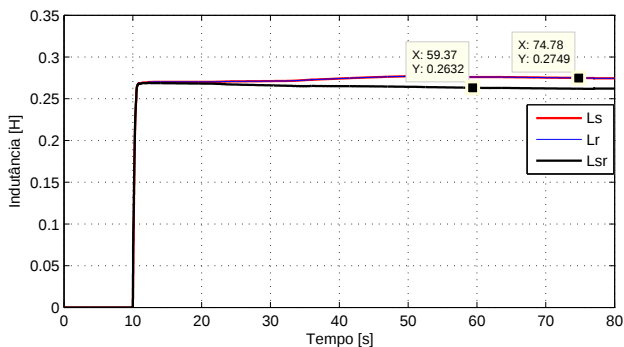
5.1 MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVOS (MQR)

A técnica aqui simulada, trata da identificação pelo modelo de classe do motor usando um estimador recursivo. As demais técnicas de identificação comentadas anteriormente já foram minuciosamente analisadas e comentadas em (FERRARI, 2006) e (COUTO, 2013).

A Figura 11 apresenta os resultados das indutâncias de estator (L_s), de rotor (L_r) e mútua (L_{sr}). Já a Figura 12 apresenta a estimação da resistência de rotor (R_r) do MIT. Os resultados obtidos estão próximos dos valores obtidos em trabalhos anteriores desenvolvidos com o mesmo motor, validando assim, o método proposto de estimação e

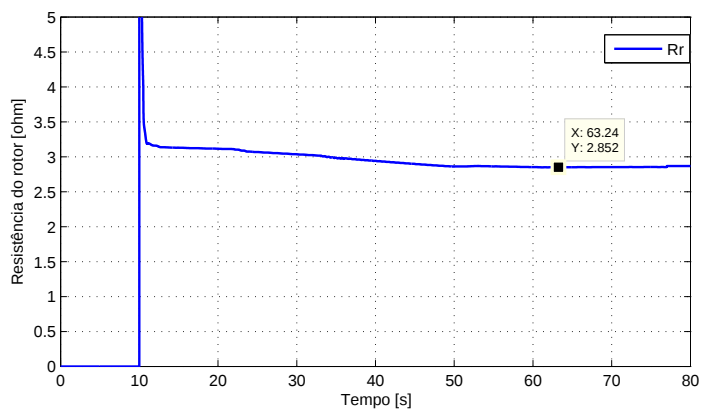
dando credibilidade para a aplicação prática na bancada.

Figura 11 – Estimação das indutâncias



Fonte: produção do próprio autor

Figura 12 – Estimação da resistência rotórica



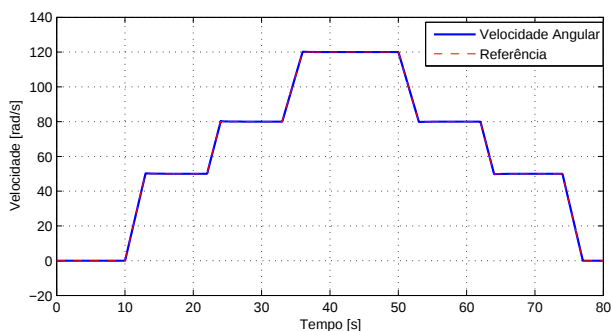
Fonte: produção do próprio autor

5.2 PI NÃO-ADAPTATIVO

Para ter uma base de comparação entre os controladores de ganhos fixos e os adaptativos, foi realizada uma simulação onde os

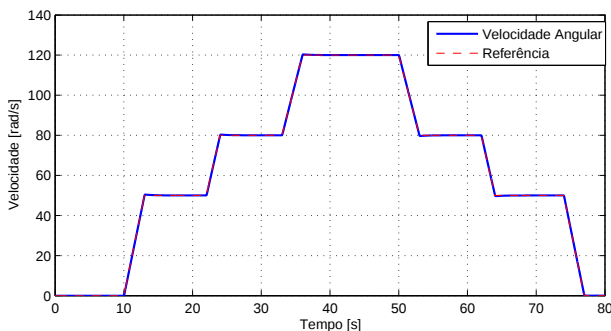
ajustes dos compensadores não variam. Foram relatadas duas propostas de cálculos para K_i e K_p em (STOPA, 1997) e (MAYA; LEONARDI, 2011). Assim essas duas propostas foram simuladas e comparadas entre si. A Figura 13 mostra a velocidade do motor para diferentes referências, sendo que a mesma convergiu em todos os casos. A Figura 14 também apresenta a mesma dinâmica, porém com a sintonia dos compensadores baseada na ideologia de (MAYA; LEONARDI, 2011). Ambas ilustrações não apresentam diferenças visíveis, e mostram resultados satisfatórios em relação ao controle de velocidade do MIT.

Figura 13 – Velocidade simulada e referência segundo (STOPA, 1997)



Fonte: produção do próprio autor

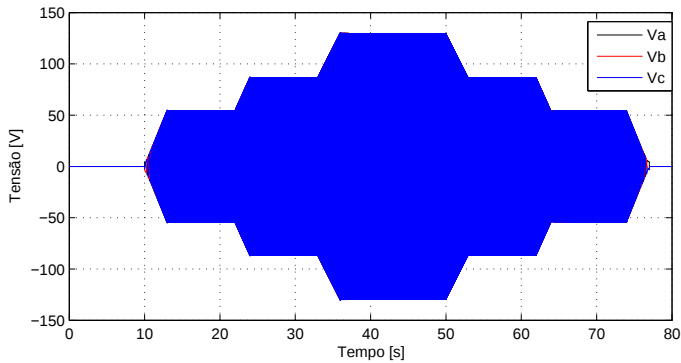
Figura 14 – Velocidade simulada e referência segundo (MAYA; LEONARDI, 2011)



Fonte: produção do próprio autor

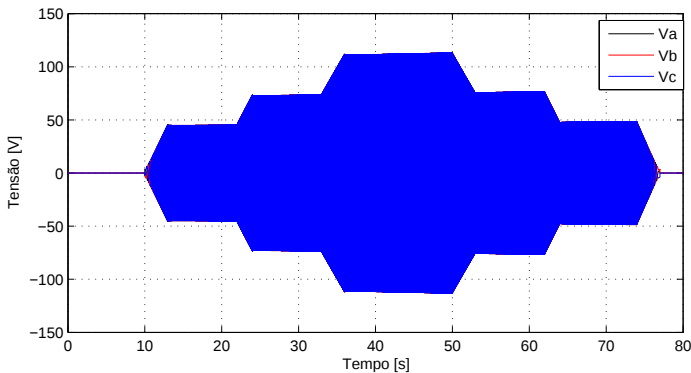
As Figuras 15 e 16 mostram a tensão trifásica dos projetos simulados. Observa-se que a amplitude das tensões ajustadas pelo método de (MAYA; LEONARDI, 2011) são menores em relação a do (STOPA, 1997). Com isto, conclui-se que os controladores apresentam um menor esforço para atingir a mesma referência imposta para as simulações, e o método de (MAYA; LEONARDI, 2011), além de solucionar os problemas de picos de corrente na partida do motor, mostra-se mais eficiente.

Figura 15 – Tensão trifásica segundo (STOPA, 1997)



Fonte: produção do próprio autor

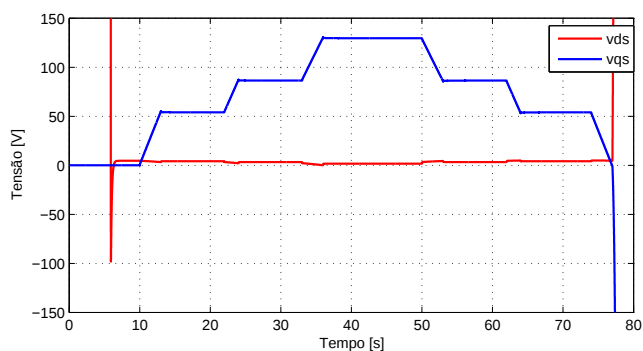
Figura 16 – Tensão trifásica segundo (MAYA; LEONARDI, 2011)



Fonte: produção do próprio autor

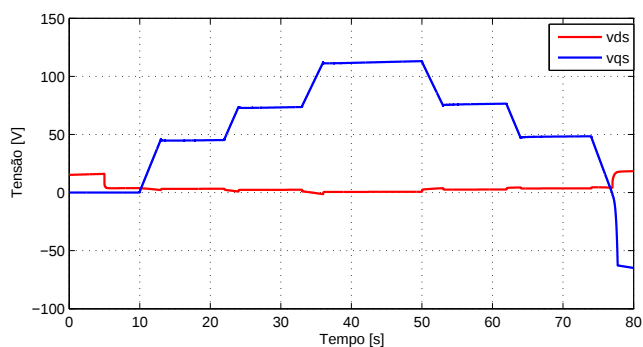
As Figuras 17 e 18 também apresentam os sinais de tensão no referencial síncrono bifásico (dq), que posteriormente são transformados para o referencial estacionário trifásico que alimentam o motor. Essas figuras seguem a mesma ideia das duas anteriores, sendo fácil notar a menor amplitude dos controladores ajustados pelo método de (MAYA; LEONARDI, 2011).

Figura 17 – Ação de controle segundo (STOPA, 1997)



Fonte: produção do próprio autor

Figura 18 – Ação de controle segundo (MAYA; LEONARDI, 2011)



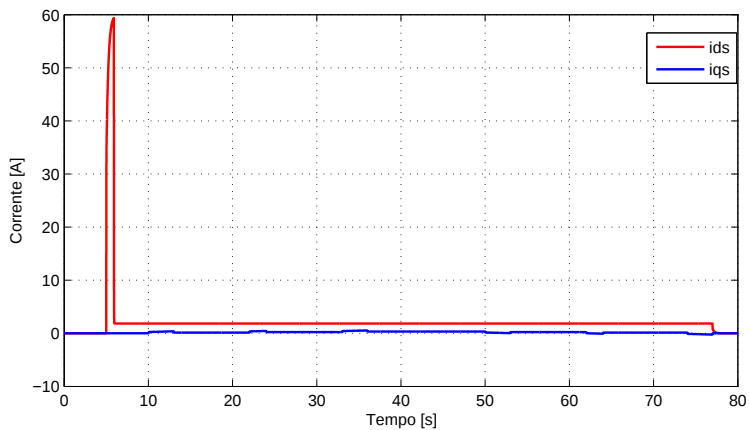
Fonte: produção do próprio autor

A Figura 19 mostra um elevado pico de corrente no início da simulação, problema semelhante foi detectado na bancada durante o acionamento do MIT. Já a Figura 20 não tem valores elevados ao iniciar

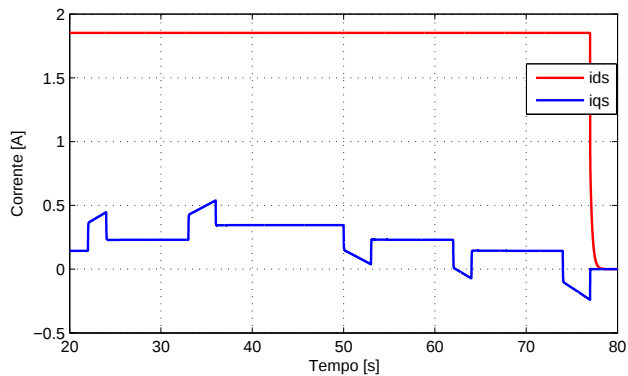
sendo o valor de corrente aproximadamente constante durante toda a simulação.

Figura 19 – Corrente bifásica (dq) segundo (STOPA, 1997)

(a) Corrente durante toda a simulação

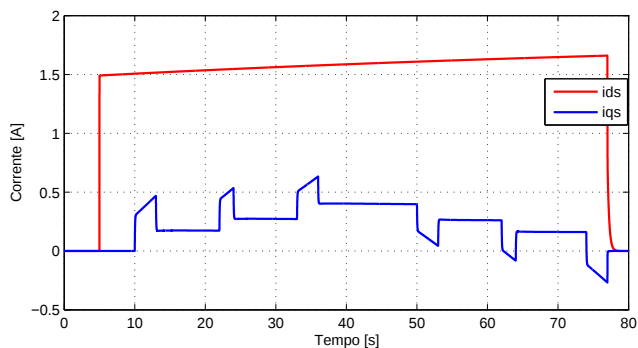


(b) Corrente em regime permanente



Fonte: produção do próprio autor

Figura 20 – Corrente bifásica (dq) segundo (MAYA; LEONARDI, 2011)

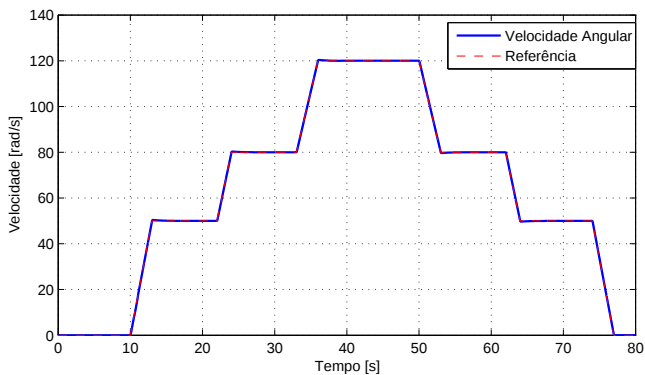


Fonte: produção do próprio autor

5.3 PI-MQR ADAPTATIVO

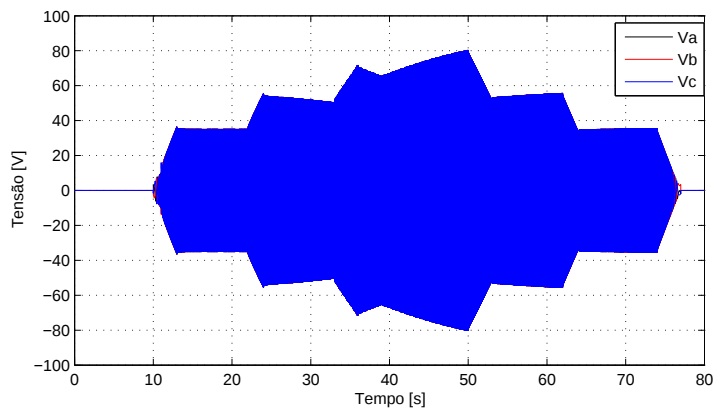
Analisando as Figuras 21, 22, 23 e 24, observa-se que o controle adaptativo converge da mesma forma que o não-adaptativo em relação à velocidade, porém os esforços são menores, tanto em tensão quanto em corrente. Desta forma, além das vantagens das ações de controle, o controle adaptativo tem uma maior robustez, sendo o mesmo mais eficiente em relação aos controladores de ganhos fixos.

Figura 21 – Velocidade com controle adaptativo



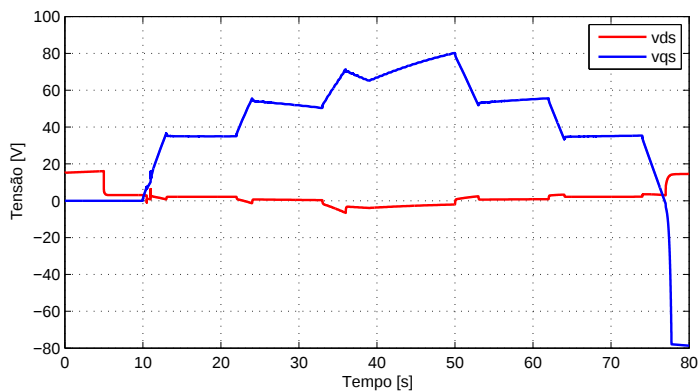
Fonte: produção do próprio autor

Figura 22 – Tensão trifásica com controle adaptativo



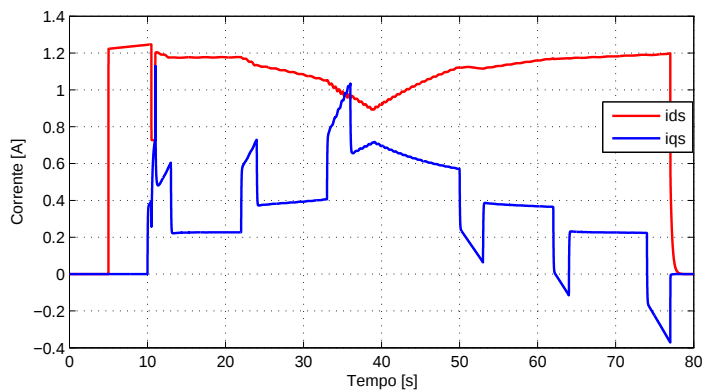
Fonte: produção do próprio autor

Figura 23 – Ação de controle adaptativa



Fonte: produção do próprio autor

Figura 24 – Corrente bifásica (dq)



Fonte: produção do próprio autor

6 APLICAÇÃO PRÁTICA

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos na bancada de acionamentos do MIT no Laboratório de Pesquisa em Acionamentos Elétricos (LAPAE), localizado no Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da UDESC/Joinville. Em um primeiro momento serão introduzidos os componentes que são utilizados na bancada e algumas de suas características e aplicações. Posteriormente serão realizadas análises dos resultados de forma semelhante ao capítulo anterior.

6.1 PLATAFORMA DE ACIONAMENTO

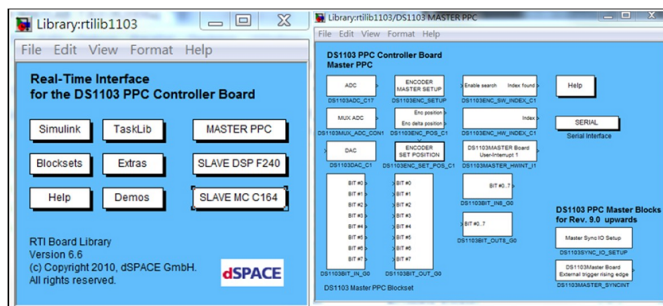
Desenvolvida para possibilitar rápido desenvolvimento e prototipação, a plataforma dSPACE em conjunto com o *software* ControlDesk, permitem que algoritmos desenvolvidos em Simulink sejam compilados e executados em tempo real. Desta forma, utilizando-se o *toolbox* de ferramentas disponíveis para o *hardware* DS1103 em Simulink, tem-se acesso aos *drivers* do dispositivo sem que seja necessário projetar um *hardware* específico ou programar manualmente algum microprocessador (DSPACE, 2014) e (BENVENUTI, 2014).

Uma das principais características que fazem da DS1103 uma ferramenta que permite um rápido desenvolvimento de sistemas de controle, é seu enlace direto com o *software* Matlab/Simulink. Dentro do Simulink pode ser instalada a biblioteca de interface em tempo real rtilib1103 que contém todos os periféricos (Entrada/Saída) do DS1103. Com esta biblioteca, um esquema de controle pode ser carregado no DS1103 em um procedimento automático para o usuário. Desta maneira, o tempo investido para converter um sistema testado através de simulações em Simulink a um código fonte de execução de um sistema real, é significativamente reduzido em comparação com um desenvolvimento baseado em DSP (RUEDA, 2014).

A plataforma dSPACE DS1103 é um conjunto constituído basicamente por um processador principal (*Master PowerPC - MPC*), o qual executa o algoritmo e realiza a maioria dos cálculos necessários, e por um processador secundário (*Slave Digital Signal Processor - DSP*), que é responsável por tarefas especializadas, como a geração do PWM por exemplo, isentando o MPC destas e liberando recursos para execução do algoritmo (BENVENUTI, 2014). Na Figura 25 é mostrada uma captura de tela do ambiente da biblioteca digital rtilib1103. Os recursos dos periféricos do DS1103 são separados segundo o processador que

possua dita funcionalidade: mestre (MPC) ou escravo (DSP) (RUEDA, 2014).

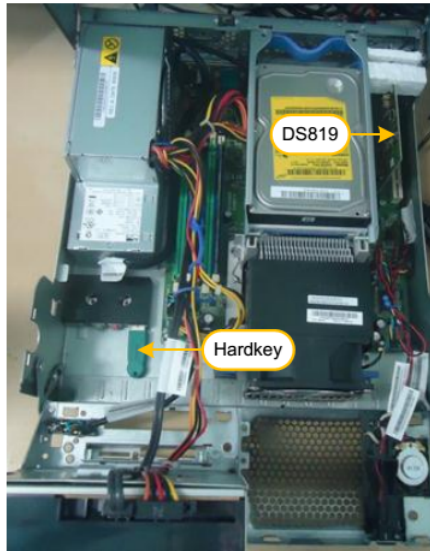
Figura 25 – Captura de tela da biblioteca rtilib1103



Fonte: (RUEDA, 2014)

Cabe observar-se que o *framework* para plataforma DS1103 só ficará disponível no Simulink *browser* caso a *hardkey*, ou também chamado de *dongle* da dSPACE esteja conectado ao PC. No caso do computador do laboratório LAPAE, optou-se por instalar o *dongle*, que é um dispositivo semelhante a um *pendrive*, internamente ao gabinete do computador utilizado na bancada de testes. Isto evita que esta *hardkey* se perca e mantém os blocos desenvolvidos e que utilizam componentes da DS1103 sempre disponíveis. A Figura 26, mostra o *hardkey* e a placa *slave* (DS819).

Figura 26 – *Hardkey* e placa de processamento-*slave*



Fonte: produção do próprio do autor

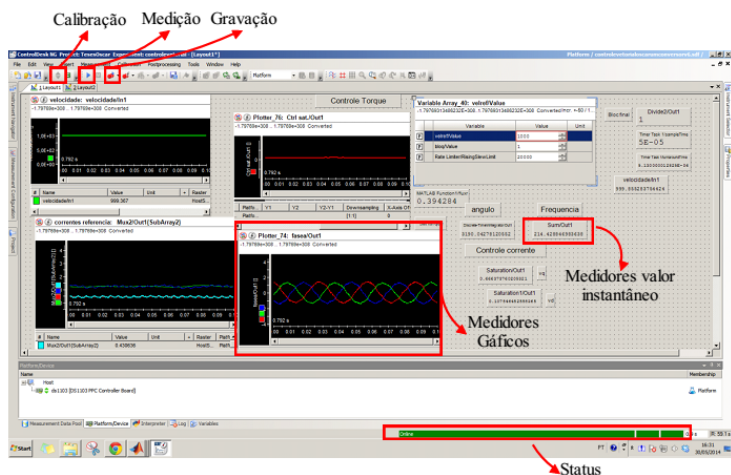
Além destes componentes principais, a plataforma conta com um número de periféricos com funcionalidades descritas na sequência (DSPACE, 2008).

- 10 saídas PWM (5+5 complementares), para acionamento dos *drivers* dos IGBT's;
- 6 canais independentes para encoders incrementais, possibilitando facilidade na medição da velocidade do MIT, além de 1 canal analógico incremental;
- 16 conversores Analógico-Digital (AD) de 16 bits de resolução e 4 canais paralelos com entrada de $\pm 10V$;
- 8 conversores Digital-Analógico (DA) com 16 bits de resolução com saída de $\pm 10V$;
- 32 saídas digitais com níveis de tensão *Transistor-Transistor-Logic* (TTL)(5V) conversores DA;
- 20 saídas digitais com níveis de tensão TTL (5V);
- 1 *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* (UART) que possibilita comunicação via RS232 e outra que possibilita via RS422.

ControlDesk é o *software* de experimentação da DSPACE1103. Por intermédio de ControlDesk podem ser desenvolvidas funções de calibração, medição e diagnóstico do sistema de controle em tempo real (DSPACE, 2012c). O supervisor ControlDesk é um aplicativo que permite carregar aplicações na plataforma DS1103, gerar arquivos *layout* onde se pode acessar variáveis em tempo real de execução tanto para leitura, geração de gráficos e armazenamento de sinais de velocidade, correntes e outras variáveis da máquina. Torna possível a modificação de parâmetros e ajuste de referência de controle. Este *software* também permite acesso em tempo real aos canais AD, DA e PWM disponíveis no *hardware* da DS1103, possibilitando assim que variáveis de interesse ligadas a estes canais sejam monitoradas em tempo de execução (BENVENUTI, 2014).

De modo geral, o ControlDesk dispõe de 4 modos de operação, que são: edição, calibração, medição e gravação. No modo de edição podem ser configuradas as diferentes ferramentas de cada página de programação (denominada *layout*) tais como tabelas, displays, elementos gráficos, entre outros. Isto é realizado a partir de um arquivo com a descrição completa de todas as variáveis do sistema (cuja extensão é .sdf). Algumas das variáveis do sistema de controle permitem modificação do seu valor (denominadas como *parameters* em ControlDesk) enquanto que outras variáveis são unicamente de leitura (denominadas como *outputs* em ControlDesk). Assim sendo, a atribuição de um determinado instrumento deve ser coerente com o tipo de variável a ser utilizado (existem instrumentos de ControlDesk que permitem modificação das variáveis em tempo real, enquanto que outros instrumentos unicamente permitem análise dos resultados). No modo de operação de edição, o *software* ControlDesk não tem domínio sobre a DS1103. Assim, enquanto se estiver trabalhando na edição dos *layouts*, a DS1103 estará realizando as ações de controle que foram programadas no seu uso anterior (RUEDA, 2014). Na Figura 27 é mostrado o ambiente do supervisor ControlDesk.

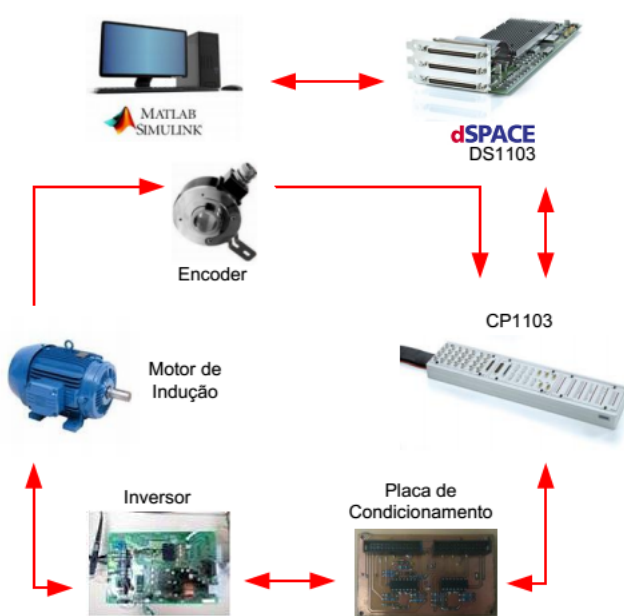
Figura 27 – Área de trabalho do ControlDesk



Fonte: (RUEDA, 2014)

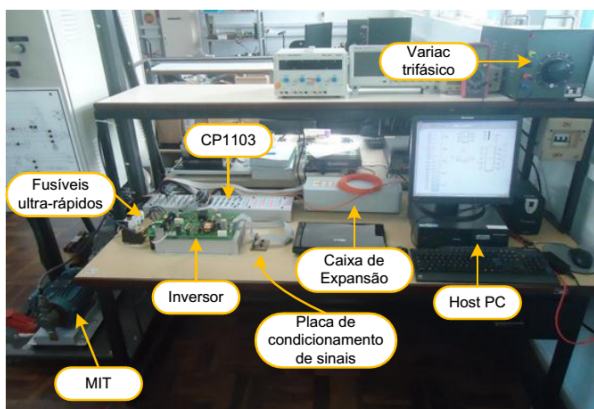
A bancada de testes práticos utilizada neste trabalho pode ser compreendida por meio do diagrama apresentado na Figura 28. No computador (*Host*) é gerado em ambiente Matlab/Simulink o arquivo executável que será gravado na placa dSPACE DS1103. Esta mesma placa, se encontra no interior de uma caixa de expansão que pode ser visualizada na Figura 29, sendo esta última conectada ao computador por um cabo de fibra ótica (conecta na placa DS819).

Figura 28 – Diagrama da bancada de acionamentos



Fonte: produção do próprio autor

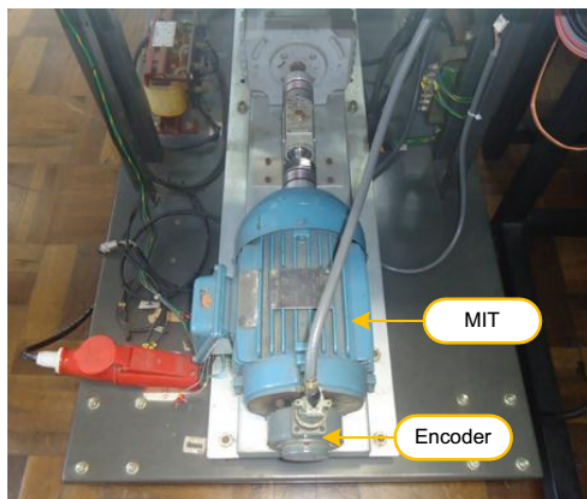
Figura 29 – Bancada de testes



Fonte: produção do próprio autor

O painel de conexão (CP1103) é conectado por sua vez à caixa de expansão. Este painel, recebe os sinais provenientes do encoder, dos sensores de correntes (sinais analógicos) e saídas digitais (sensor de curto-circuito, sensor de sobre-corrente, sensor de falta de fase) do inversor da WEG-CFW06. O encoder incremental utilizado possui 1024 pulsos por revolução e é conectado diretamente na CP1103 que possui 8 entradas específicas para este tipo de componente. O inversor possui 2 sensores de correntes do tipo *shunt*, que são ligados nas entradas AD's do painel. O MIT e o encoder podem ser observados na Figura 30 e o inversor na Figura 31.

Figura 30 – MIT e encoder



Fonte: produção do próprio autor

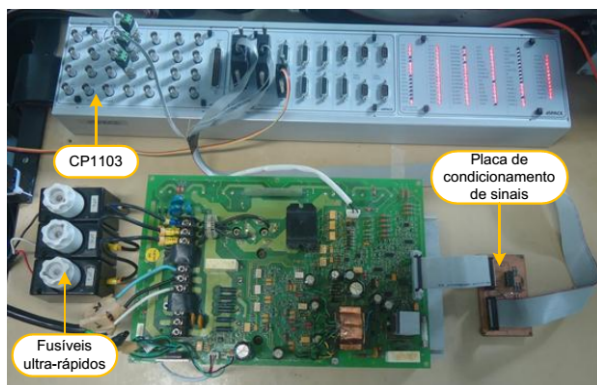
Figura 31 – Detalhes do inversor CFW06



Fonte: produção do próprio autor

A placa de condicionamento de sinais pode ser melhor analisada na Figura 32, realiza a inversão lógica dos sinais de PWM gerados na placa *slave* situada no interior do computador. Esses sinais digitais (0V e 5V) são invertidos antes de serem enviados ao inversor. Observa-se também fusíveis ultra-rápidos na entrada do inversor, que tem por objetivo proteger o módulo IGBT do CFW06, caso aconteça um pico de corrente demasiadamente elevado.

Figura 32 – Elementos da bancada

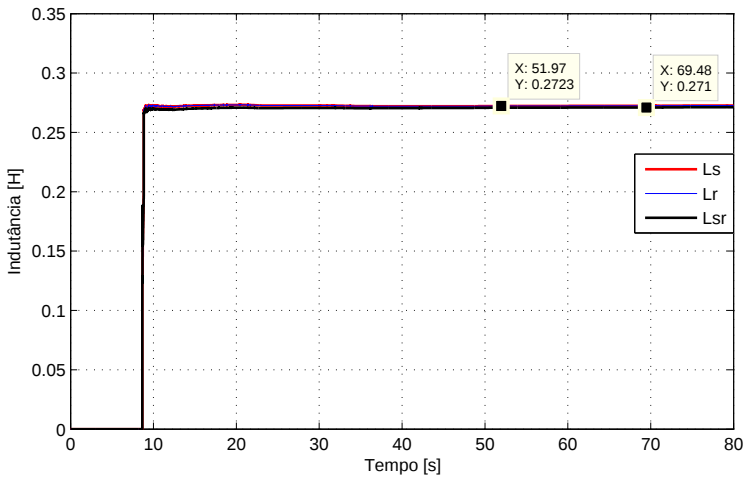


Fonte: produção do próprio autor

6.2 MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVOS (MQR)

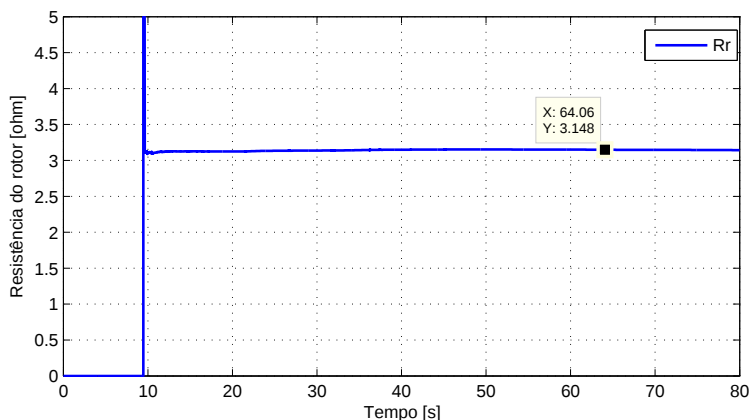
Os resultados obtidos na prática foram muito próximos dos previamente simulados. A Figura 33 apresenta as indutâncias estimadas, onde a indutância de estator (L_s) e de rotor (L_r) tem os valores iguais e maiores que a indutância mútua (L_{sr}). Já a Figura 34 mostra o valor da resistência de rotor (R_r), que foi o resultado que mais modificou em relação ao simulado. Pode-se explicar as pequenas diferenças entre prática e simulação devido a aquisição dos sinais envolvidos na estimação. É de conhecimento comum que a aquisição dos sinais experimentais sempre tem adição de ruído e consequentemente, reflete nos dados finais obtidos. Na Tabela 1 é realizada uma comparação entre os valores simulados e obtidos na prática.

Figura 33 – Indutâncias estimadas



Fonte: produção do próprio autor

Figura 34 – Resistência estimada com controle adaptativo



Fonte: produção do próprio autor

Tabela 1: Parâmetros do MIT - Obtidos via simulação e testes práticos

Parâmetros	Simulação	Prática
$R_r(\Omega)$	2,8520	3,1480
$L_r(H)$	0,2757	0,2723
$L_s(H)$	0,2576	0,2723
$L_{sr}(H)$	0,2629	0,2710

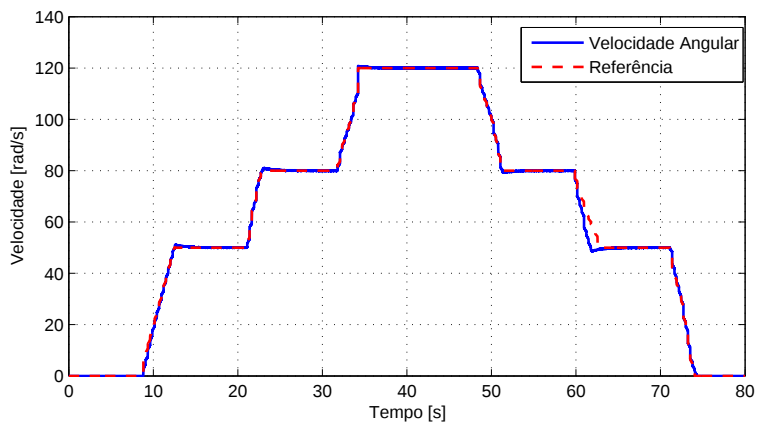
Fonte: produção do próprio autor

Porém a diferença observada foi relativamente pequena, validando desta forma a teoria na bancada de testes do motor. Com o MQR funcionando, foi possível então prosseguir no projeto e implementar o controlador adaptativo, o qual será comentado nas seções seguintes.

6.3 PI NÃO-ADAPTATIVO

Como explicado anteriormente, devido aos altos picos de correntes apresentados pela sintonia aplicada por (STOPA, 1997), os resultados obtidos na bancada neste trabalho são todos utilizando os ajustes comentados conforme (MAYA; LEONARDI, 2011). A Figura 35 mostra a velocidade do motor para diferentes referências. Observa-se um rastreamento da velocidade de forma satisfatória, pois em todos os níveis houve a convergência da mesma.

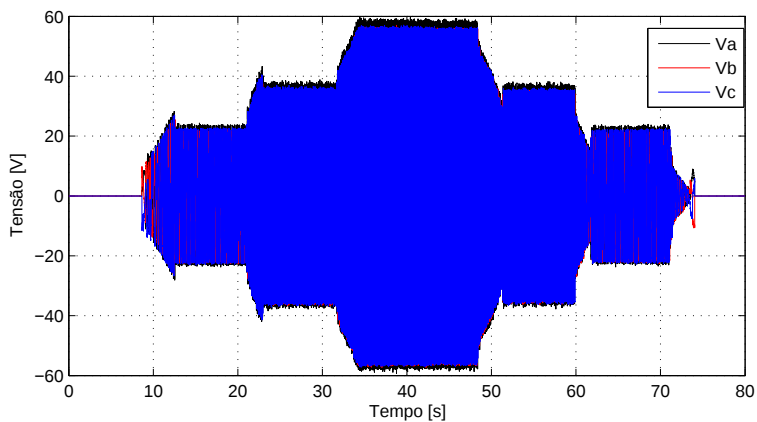
Figura 35 – Velocidade e referência com controle não-adaptativo



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 36 mostra a tensão trifásica do projeto não-adaptativo. Observa-se a não existência de picos abruptos de tensão e o ajuste conforme a mudança de referência da velocidade.

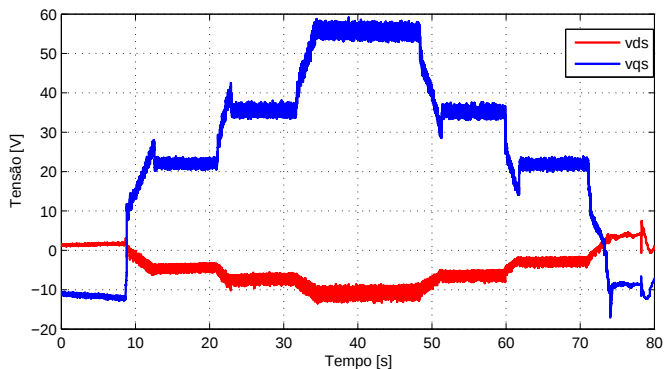
Figura 36 – Tensão trifásica com controle não-adaptativo



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 37 também apresenta os sinais de tensão, porém no referencial síncrono bifásico (dq), que posteriormente são transformados para o referencial estacionário trifásico que alimentam o motor.

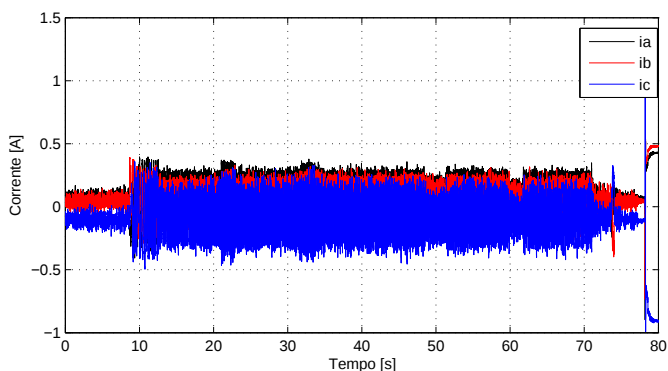
Figura 37 – Tensão bifásica (dq) com controle não-adaptativo



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 38 apresenta a corrente trifásica do motor de indução. Percebe-se que a mesma se mantém aproximadamente com amplitude constante durante todo o ensaio, sem apresentar picos ou variações abruptas.

Figura 38 – Corrente trifásica com controle não-adaptativo

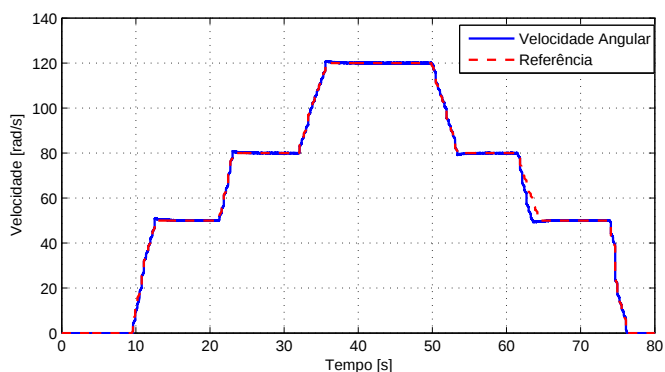


Fonte: produção do próprio autor

6.4 PI-MQR ADAPTATIVO

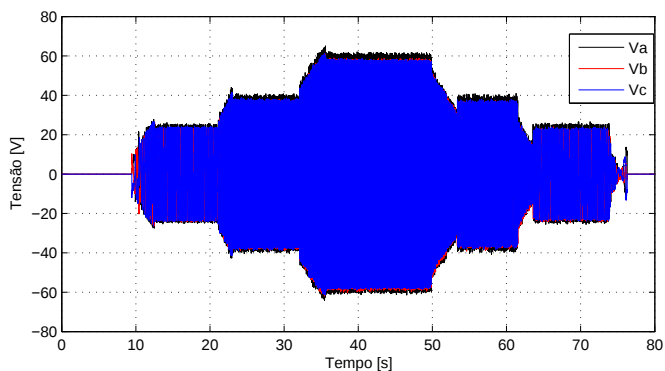
Analisando as Figuras 39, 40, 41 e 42 conclui-se que o controle adaptativo converge da mesma forma que o não-adaptativo, sendo que os esforços da ação de controle são reduzidos em relação ao controlador de ganhos fixos. Assim, o controle PI-MQR torna-se vantajoso, pois há uma redução no consumo de energia da máquina, aumentando desta forma a sua eficiência.

Figura 39 – Velocidade e referência com controle adaptativo



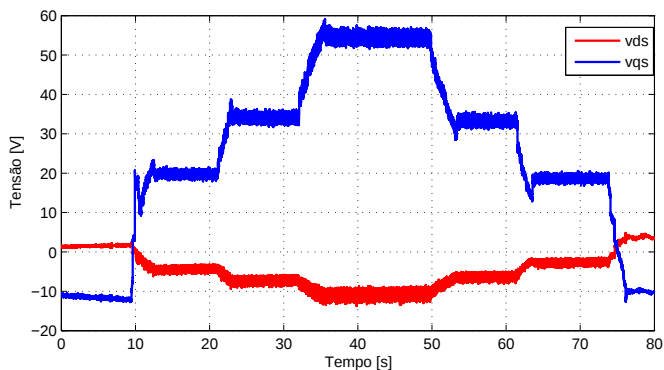
Fonte: produção do próprio autor

Figura 40 – Tensão trifásica com controle adaptativo



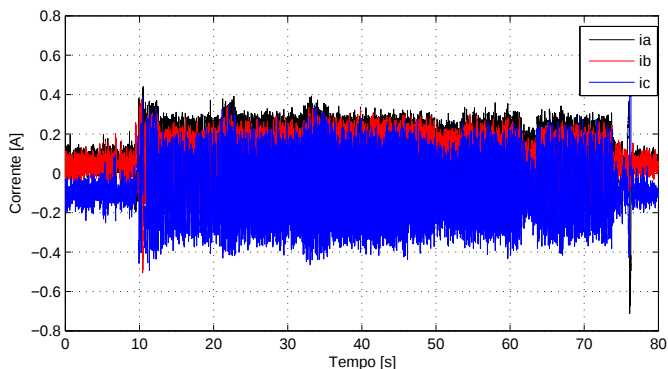
Fonte: produção do próprio autor

Figura 41 – Tensão bifásica (dq) com controle adaptativo



Fonte: produção do próprio autor

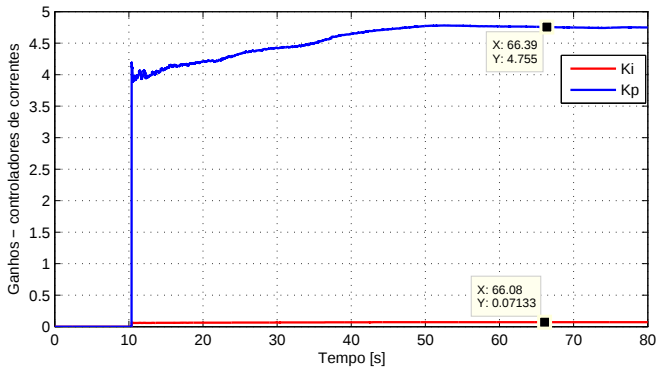
Figura 42 – Corrente trifásica com controle adaptativo



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 43 é apresentado a variação dos ganhos durante o ensaio do motor. Percebe-se que as variações são pequenas, pois o motor foi rodado sem carga, ou seja, as variações dos parâmetros elétricos não são significativas. Porém em um ambiente industrial, onde o motor trabalha várias horas diariamente, com temperatura ambiente elevada e com aplicação de cargas, as variações seriam mais visíveis e o controle adaptativo se tornaria ainda mais vantajoso.

Figura 43 – Ganhos

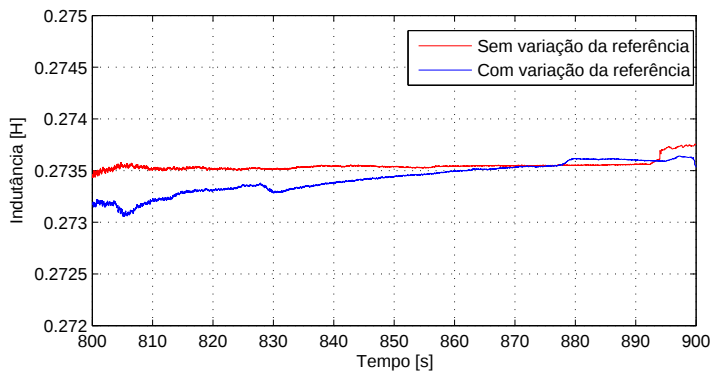


Fonte: produção do próprio autor

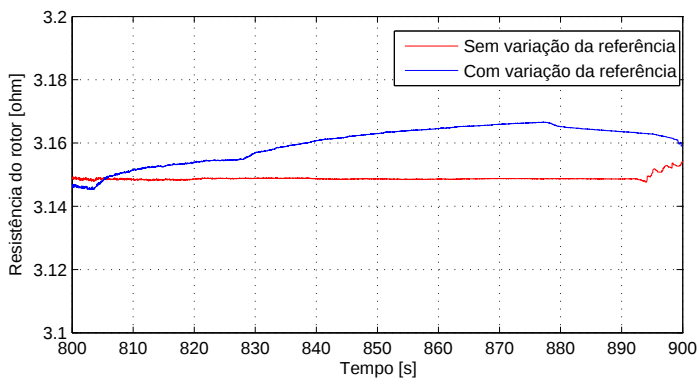
6.5 TESTES PRÁTICOS DE 15 MINUTOS

Com o objetivo de observar o comportamento dos parâmetros elétricos durante testes mais prolongados, foram realizadas análises com o motor em operação durante 15 minutos seguidos. Tais testes mostraram que os parâmetros elétricos não alteraram muito ao longo do tempo, obtendo-se estimações muito semelhantes aos testes com menor duração. Isto pode ser analisado nas Figuras 44 e 45, onde pode-se observar, o final do ensaio de dois parâmetros monitorados ao longo de 15 minutos. Observou-se que se a máquina permanecer ligada por um tempo maior, mas a referência de velocidade não variar, os parâmetros elétricos também não alteram. Ocorre uma pequena mudança quando a referência de velocidade é modificada.

Porém, sabe-se que em ambientes industriais onde o motor é submetido a condições mais adversas, como aplicações de cargas, temperaturas ambientes mais elevadas e tempo de funcionamento maiores, pode haver uma mudança mais significativa e as vantagens do controle adaptativo podem ser ainda mais evidentes.

Figura 44 – Indutância de rotor - L_r 

Fonte: produção do próprio autor

Figura 45 – Resistência de rotor - R_r 

Fonte: produção do próprio autor

7 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

O objetivo principal deste trabalho foi implementar uma metodologia de identificação paramétrica utilizando uma teoria muito bem aceita no meio acadêmico, que é o MQR, aplicado a um motor muito usado no ambiente industrial, o MIT. O acionamento foi realizado com o controle vetorial indireto, com ajustes *online* dos ganhos dos controladores de correntes, que são dependentes diretamente dos parâmetros elétricos do motor.

Inicialmente foi realizada uma pesquisa para justificar a importância de esforços para o desenvolvimento do acionamento do motor de indução trifásico. Além disso, foi realizado um levantamento na literatura em relação as técnicas de identificação paramétrica visando as máquinas elétricas. Posteriormente, foi desenvolvida a dedução teórica das equações diferenciais que representam o comportamento do motor de indução e as transformações que tornam possíveis a utilização de equações bifásicas sem perder as características mecânicas do motor. Em seguida foram abordadas as técnicas de controle vetorial e realizado os projetos por duas metodologias distintas, sendo que uma dessas apresentou vantagens práticas.

Os resultados das simulações segundo a metodologia de ajustes de (MAYA; LEONARDI, 2011) mostraram-se vantajosos em relação ao método de (STOPA, 1997), visto que há uma melhora na eficiência energética, pois há uma menor potência envolvida (menor corrente e tensão). A convergência da velocidade é verificada, de maneira muito semelhante, em ambos os métodos de ajustes.

A plataforma de ensaios utilizando a dSPACE (DS1103) se mostrou vantajosa em relação ao tempo e facilidade de implementação, visto que as simulações realizadas em Simulink já ficam muito próximas da linguagem empregada na prática, facilitando assim a obtenção dos resultados com o sistema de controle rodando experimentalmente.

De maneira geral, o controle adaptativo se mostrou mais vantajoso em relação ao controle com ganhos fixos, pois embora, ambos convergem para a referência imposta e rastream a mesma de forma satisfatória, o controle PI-MQR aumenta a eficiência energética do sistema. Isto representa um resultado muito interessante nos dias atuais, onde procura-se aumentar a qualidade dos sistemas elétricos, de modo a diminuir o consumo de energia.

7.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas sugestões para continuação do trabalho desenvolvido seguem abaixo:

- Realizar um estudo aplicando o controle adaptativo do ponto de vista de eficiência energética. Fazer uma comparação quantitativa da melhora da eficiência quando aplicado o PI-MQR em relação aos controladores com ganhos fixos;
- Migrar com as técnicas de identificação paramétrica para outros motores, como o servo ou motor de indução monofásico, entre outros;
- Estimação dos parâmetros elétricos do motor através de ensaios clássicos (ensaio com o motor a vazio e com o rotor bloqueado), com o objetivo de traçar um comparativo entre os métodos de estimação e os resultados obtidos;
- Analisar a influência, na estimação paramétrica, devidos a erros no valor de k_c , relativo a classe de motor (Equação (4.65));
- Usar frequências de chaveamento superiores a 4 kHz. A expectativa é que com o aumento da frequência de chaveamento e consequente diminuição do período de amostragem, os ruídos dos sinais fiquem menores e a estimação obtida seja de maior qualidade;
- Inclusão de cargas no motor, assim pode-se analisar o comportamento do controlador PI-MQR frente a degraus de carga e, espera-se com isso uma maior variação dos parâmetros elétricos;
- Avaliação da reação da estratégia adaptativa a falhas.

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas**. Belo Horizonte: UFMG, 2007.
- ASTROM, K. J.; WITTENMARK, B. **Adaptive control**. New York: Addison-Wesley Publishing Company., 1995.
- BARBI, I. **Teoria fundamental do motor de indução**. Florianópolis: Editora da UFSC/Eletróbrás., 1985.
- BENVENUTI, R. A. **Plataforma para simulação e implementação de técnicas de controle de máquinas de indução trifásicas e pentafásicas**. 155 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, RS, 2014.
- BIM, E. **Máquinas elétricas e acionamento**. Rio de Janeiro: Elsevier Editora Ltda, 2012.
- BLASKE, F. **Das verfahren der feldorientierung zur regelung der drehfeldmaschine, (the method of field orientation for control of three-phase machines)**. Dissertação (Tese (Doutorado)) — Technical University of Braunschweig, 1974.
- BOSE, B. K. **Power electronics and variable frequency drives**. Tennessee, USA: IEEE Press., 1997.
- BÜNTE, A.; GROSTOLLEN, H. **Parameter identification of an inverter-fed induction motor at standstill with a correlation method**. In: *In Proc. of Conference European Power Electronics and Application*. 1993. v. 5, p. 97–102.
- CAVALCA, E. et al. **Application of model – based predictive control approaches in a three-phase induction motor**. *22nd International Congress of Mechanical Engineering (COBEM)*, Brasil, 2013.
- COELHO, A. A. R.; COELHO, L. S. **Identificação de sistemas dinâmicos lineares**. Florianópolis: Editora da UFSC., 2004.
- COIRAULT, P. et al. **Recursive parameter identification of an induction machine using a non linear programming method**. In: *Proc. IEEE Internat. Conf. On Control Applications*. 1996. v. 3, p. 644–649.
- CORTAJANERA, J. A. et al. **Sensorless induction motor parameter identification and control**. *IEEE Transactions on industry applications*, Spain, 2010.

COUTO, E. H. **Identificação paramétrica em malha fechada do motor de indução trifásico usando o método dos mínimos quadrados**. 135 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC, 2013.

FERRARI, S. M. **Identificação on-line de motores de indução através de modelo discreto para sinais senoidais**. 160 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC, 2006.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. **Máquinas elétricas**. Porto Alegre: Bookman., 2006.

HASSE, K. **Zur dynamic drehzahlgeregelter antriebe mit stromrichter gespeisten asynchronkurzschluss blaufermaschinen, (on the dynamics of speed control of static ac drives with squirrel-cage induction motor)**. Dissertação (Tese (Doutorado)) — Technical University of Darmstadt, 1969.

HEMERLY, E. M. **Controle por computador de sistemas dinâmicos**. São Paulo: Blucher., 2000.

JANSEN, P. L.; LORENZ, R. D. **A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives**. *IEEE Transactions on Industry Application*, 1994.

JANSEN, P. L.; LORENZ, R. D.; NOVOTNY, D. W. **Observer-based direct field orientation : analysis and comparison of alternative methods**. *IEEE Transactions on Industry Application*, 1994.

KRAUSE, P. C.; WASYNCHUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of electric machinery and drive systems**. New York: Wiley - Interscience, 1995.

KREINDLER, L. et al. **Direct field orientation controller using the stator phase voltage third harmonic**. *IEEE Transactions on Industry Application*, 1994.

KWON, Y. S. et al. **Standstill parameter identification of vector-controlled induction motor using the frequency characteristics of the rotor bars**. In: . Korea, 2009.

LEONARD, W. **Control of electronic drives**. Germany: Springer-Verlag., 1996.

MARQUES, L. C. de S. **Controle de torque do motor de indução com a consideração de incertezas paramétricas: Abordagem**

baseada na energia. 166 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 1996.

MATOS, D. dos S. **Controle da dinâmica de um elevador didático.** 72 f. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC, 2013.

MAYA, P. A.; LEONARDI, F. **Controle essencial.** São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2011.

OGATA, K. **Discrete time control systems.** New Jersey: Prentice-Hall., 1995.

PROFUMO, F. et al. **Universal field oriented controller based on air gap flux sensing via third harmonic stator voltage.** *IEEE Transactions on Industry Application*, 1994.

RUEDA, O. A. S. **Controle do motor de indução para veículos elétricos mediante o uso de duplo conversor.** 112 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2014.

SONCINI, D. J. **Controle de motor de indução com minimização das perdas.** 97 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC, 2001.

STOPA, M. M. **Controle do motor de indução por orientação de campo: Uma implementação utilizando um conversor pwm reversível.** 163 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Joinville, SC, 1997.

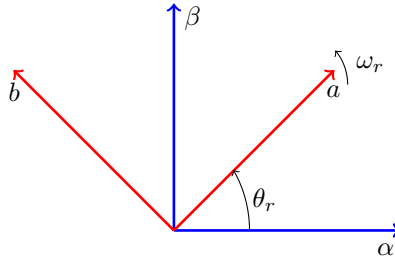
WEINGARTNER, C. B. **Implementação de um controle vetorial aplicado em um gerador de indução duplamente alimentado.** 83 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2007.

8 APÊNDICE

8.1 TRANSFORMAÇÃO DO SISTEMA DE COORDENADAS TRIFÁSICO PARA O SISTEMA DE COORDENADAS BIFÁSICO DE ROTOR

A Figura 46 mostra um esquemático dos sistemas de coordenadas estacionário e rotórico, onde observa-se que ω_r é a velocidade relativa entre os dois sistemas de referências.

Figura 46 – Representação dos sistemas de coordenadas estacionário e que gira com o rotor.



Fonte: produção do próprio autor

A posição angular (θ_r) entre os dois sistemas de coordenadas é dada pela integração da velocidade de rotor (ω_r). Assim,

$$\theta_r = \int n_p \omega_r dt + \theta_{r_0} \quad (8.1)$$

onde θ_{r_0} representa a posição inicial. As relações entre as variáveis nos dois sistemas é:

$$\begin{cases} f_\alpha = f_a \cos \theta_r - f_b \sin \theta_r \\ f_\beta = f_a \sin \theta_r + f_b \cos \theta_r \\ f_0^{\alpha\beta} = f_0^{ab} \end{cases} \quad (8.2)$$

Dessa forma,

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta} = \mathbf{K}_{\alpha\beta}^{ab} \mathbf{F}_{ab} \quad (8.3)$$

onde, a matriz que representa a rotação do sistema de coordenadas que gira com o rotor para o sistema de coordenadas estacionário é:

$$\mathbf{K}_{\alpha\beta}^{ab} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r & 0 \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

e sua transformação inversa é dada por,

$$(\mathbf{K}_{\alpha\beta}^{ab})^{-1} = \mathbf{K}_{ab}^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r & 0 \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

Portanto,

$$\mathbf{F}_{ab} = (\mathbf{K}_{\alpha\beta}^{ab})^{-1} \mathbf{F}_{\alpha\beta} \quad (8.6)$$