

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SERVOCONTROLE DE VELOCIDADE APLICADO
A MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS SEM
SENSORES MECÂNICOS

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS, Brasil

2008

SERVOCONTROLE DE VELOCIDADE APLICADO A MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS SEM SENSORES MECÂNICOS

por

Rodrigo Padilha Vieira

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Hilton Abílio Gründling

Santa Maria, RS, Brasil

2008

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Biblioteca Central da UFSM

V658s	Vieira, Rodrigo Padilha, 1983 - Servocontrole de velocidade aplicado a motores de indução monofásicos sem sensores mecânicos / por Rodrigo Padilha Vieira. Orientador: Hilton Abílio Gründling. - Santa Maria, 2008. 113 f. ; il. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2008. 1. Engenharia Elétrica. 2. Motor de Indução Monofásico. 3. Controle de Velocidade Sensorless. I. Gründling, Hilton Abílio, orient. II. Título. CDU: 621.313.333
-------	---

Ficha catalográfica elaborada por

Luiz Marchiotti Fernandes - CRB 10/1160

Biblioteca Setorial do Centro de Ciências Rurais/UFSM

©2008

Todos os direitos autorais reservados a Rodrigo Padilha Vieira. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97.105-900

Fone: 0xx55-9945-4047; Endereço Eletrônico: rodrigovie@gmail.com

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**SERVOCONTROLE DE VELOCIDADE APLICADO A
MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS SEM SENSORES
MECÂNICOS**

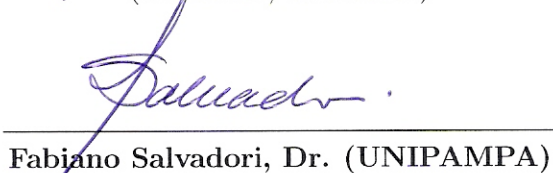
elaborada por
Rodrigo Padilha Vieira

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

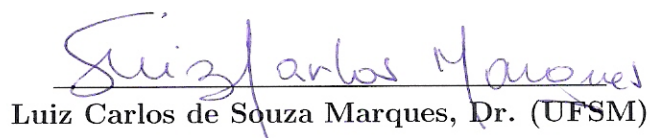
COMISSÃO EXAMINADORA:



Hilton Abílio Gründling, D.Sc. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



Fabiano Salvadori, Dr. (UNIPAMPA)



Luiz Carlos de Souza Marques, Dr. (UFSM)

Dedico esta dissertação,

A Deus, minha fonte de inspiração e persistência,

a meus pais Carlos Roberto e Lair,

e a minha irmã Carolina.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a DEUS, fonte de vida.

Agradeço ao Prof. Hilton Abílio Grüdling pela orientação, pelos conhecimentos transmitidos, paciência, pela oportunidade de iniciação de trabalhos junto ao grupo de pesquisa GEPOC, e também por fornecer condições adequadas para a realização deste trabalho.

Um agradecimento especial aos professores Humberto Pinheiro, e Luiz Carlos de Souza Marques pela ajuda na busca da solução dos problemas encontrados durante a realização deste trabalho, com contribuições relevantes para o desenvolvimento do mesmo.

Um agradecimento as demais professores do GEPOC, professor Hélio Leães Hey e prof. José Renes Pinheiro pela amizade, por proporcionar juntamente com os demais professores, possibilidade de desenvolvimento dos trabalhos do grupo de pesquisa GEPOC.

Um agradecimento especial aos colegas Cristiane Gastaldini, Rodrigo Azzolin e Diego Einloft pela troca de informações, ajuda no desenvolvimento dos trabalhos, e horas de estudos que proporcionaram ganhos de experiência e conhecimento.

Aos colegas de mestrado e grandes amigos Jorge Massing, Ivan Gabe, Felipe Grigoletto, Thiago Bernardes, Matheus Martins, e Milena Dias pela agradável convivência no tempo decorrido da realização deste trabalho, e pelo fortalecimento dos laços de amizade.

Aos demais colegas do GEPOC, em especial Márcio Stefanello, Jean da Costa, Leandro Della Flora, Jonantan Zientarski, pelo fortalecimento dos laços de amizade nestes dois anos de convívio diário.

Agradeço a meus pais Carlos Roberto e Lair, e minha irmã Carolina, pelo suporte, exemplo de pessoas, pelo amor, pela dedicação e pela preocupação que sempre tiveram comigo.

A Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, e ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC pela oportunidade de ingresso, e qualidade nos cursos oferecidos.

Agradeço a CAPES pelo suporte financeiro.

*“ Tudo posso naquele que
me fortalece.”*

Fillipenses 4:13

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

SERVOCONTROLE DE VELOCIDADE APLICADO A MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS SEM SENSORES MECÂNICOS

AUTOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

ORIENTADOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 31 de Outubro de 2008.

Este trabalho propõe um controle de velocidade *sensorless* aplicado a motores de indução monofásicos. Tem-se por objetivo proporcionar uma alternativa de acionamento com velocidade variável dos motores de indução monofásicos em aplicações residenciais, nas quais estes geralmente operam em velocidades fixas. Para contextualização do tema no cenário atual, inicialmente é apresentada uma revisão da literatura quanto aos acionamentos a velocidade variável de motores de indução monofásicos.

A partir da revisão da literatura é desenvolvido o modelo matemático que representa o comportamento dinâmico do motor de indução monofásico e, juntamente com este tópico, a validação do modelo para obtenção dos parâmetros elétricos é feita a partir de ensaios clássicos. Em seguida, é apresentada uma técnica de controle por orientação no campo aplicada a motores de indução monofásicos, com a obtenção de um novo modelo matemático onde essa técnica possa ser aplicada. Além disso, esse trabalho propõe um método de estimação da velocidade rotórica de motores de indução monofásicos a partir de um algoritmo MRAS (*Model Reference Adaptive System*), baseado no cálculo da potência reativa deste motor. Com isso, são apresentados resultados de simulação para validação da técnica de estimação proposta. O controlador de velocidade escolhido é um PI discreto, que teve sua escolha definida pela simplicidade de implementação. Dois controladores PI's discretos também são usados para o controle das malhas de corrente. Por fim, são apresentados resultados experimentais desenvolvidos em plataforma computadorizada que validam as técnicas propostas, tanto no controle de velocidade com a medição da mesma, como no controle de velocidade sem o uso do sensor.

Palavras-chave: Motor de Indução Monofásico; Controle de Velocidade Sensorless.

ABSTRACT

Master's Dissertation
Graduate Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria, RS, Brazil

SERVO CONTROL OF SPEED APPLIED TO SINGLE-PHASE INDUCTION MOTORS WITHOUT SPEED SENSOR

AUTHOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

ADVISOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Place and Date: Santa Maria, October 31st, 2008.

This work proposes a sensorless speed control applied to single-phase induction motors (SPIM). The objective is to present an alternative for variable speed single-phase motor drives for residencial applications, which operate mostly with constant speed. For contextualization in the actual scenario, firstly a bibliographic review about variable speed operation of single-phase induction motors is presented.

After, the mathematical model that represents the single-phase induction motor dynamic behavior is developed, and following, the model validation to obtain the electrical parameters is done with classical experimental tests. Then, a field orientation technique applied to single-phase induction motors is presented, where a new mathematical model is developed for the application of this technique in this motor. Also, this work proposes a method of single-phase induction motors' rotor speed estimation using an MRAS (Model Reference Adaptive System) algorithm, based on the calculation of the motor's reactive power. So, some simulation results are presented for the validation of the proposed estimation technique. The speed controller used is a discrete PI because the simplicity of its implementation. Two discrete PI's controllers are used for current control. Finally, experimental results obtained in a computer based environment are presented to validate the proposed techniques with and without rotor speed sensor.

Keywords: Single-Phase Induction Motor; Sensorless Speed Control.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	Consumo de Energia Elétrica no Brasil.	19
FIGURA 2	Classificação dos Motores Monofásicos.	25
FIGURA 3	Diagrama dos enrolamentos do motor monofásico de fase dividida.	26
FIGURA 4	Diagrama dos enrolamentos do motor monofásico com capacitor de partida.	27
FIGURA 5	Diagrama dos enrolamentos do motor monofásico com capacitor permanente.	27
FIGURA 6	Diagrama dos enrolamentos do motor monofásico a duplo capacitor.	28
FIGURA 7	Distribuição dos Enrolamentos em um Motor Duas Fases As- simétrico.	29
FIGURA 8	Circuito Equivalente de um Motor de Indução Monofásico. . . .	29
FIGURA 9	Circuito equivalente na operação a vazio.	38
FIGURA 10	Circuito equivalente na operação com rotor bloqueado.	41
FIGURA 11	Correntes no enrolamento principal. (a)medida, (b)simulada. . .	46
FIGURA 12	Correntes no enrolamento auxiliar. (a)medida, (b)simulada. . . .	47
FIGURA 13	Comparação entre as correntes. (a)enrolamento principal, (b)enrolamento auxiliar.	47
FIGURA 14	Correntes no enrolamento principal. (a)medida, (b)simulada. . .	47
FIGURA 15	Correntes no enrolamento auxiliar. (a)medida, (b)simulada. . . .	48
FIGURA 16	Correntes no enrolamento auxiliar. (a)medida, (b)simulada. . . .	48
FIGURA 17	Transformação de Park aplicada as variáveis em quadratura do estator e do rotor.	55
FIGURA 18	Sistemas de Eixos da Transformação de Park. (a)Par de enrola- mentos qd girantes. (b)Par de enrolamentos qd estacionários.	56

FIGURA 19	Sistemas de Eixos da Transformação de Park.	56
FIGURA 20	Sistemas de Eixos da Transformação de Park modificada.	57
FIGURA 21	Diagrama de blocos do controle IFOC.	64
FIGURA 22	Modelo desacoplado para projeto dos controladores.	66
FIGURA 23	Diagrama de blocos do sistema simulado.	66
FIGURA 24	Resposta de Velocidade a uma referência.	67
FIGURA 25	Torque Eletromagnético.	67
FIGURA 26	Correntes Estatóricas. (a)Durante todo tempo de Simulação, (b)Zoom no tempo entre t= 4,0s e 4,1s.	68
FIGURA 27	Tensões Estatóricas. (a)Durante todo tempo de Simulação, (b)Zoom entre t= 4,0s e 4,1s	68
FIGURA 28	Correntes estatóricas no referencial síncrono. (a) i_{sd}^e , (b) i_{sq}^e	69
FIGURA 29	Resposta de Velocidade.	69
FIGURA 30	Diagrama de Blocos do Estimador MRAS.	71
FIGURA 31	Coordenadas do produto vetorial de 4.19.	75
FIGURA 32	Diagrama de Bode para o SVF.	78
FIGURA 33	Estrutura do estimador MRAS utilizado.	84
FIGURA 34	Diagrama de Blocos do Sistema Simulado.	84
FIGURA 35	Resposta de Velocidade.	85
FIGURA 36	Erro de Estimativa de Velocidade.	85
FIGURA 37	Resposta de Velocidade.	86
FIGURA 38	Resposta de Velocidade. (a)Referência e Velocidade Estimada, (b)Erro de Estimativa.	86
FIGURA 39	Diagrama do Ambiente de obtenção dos Resultados Experimentais.	88
FIGURA 40	Diagrama de Blocos do sistema de acionamento.	89
FIGURA 41	Resposta de Velocidade.	91
FIGURA 42	Torque Eletromagnético.	91

FIGURA 43	Corrente no Enrolamento Principal. (a)Durante todo tempo de Acionamento, (b)Aproximação quando a velocidade atinge regime permanente.	92
FIGURA 44	Corrente no Enrolamento Auxiliar. (a)Durante todo tempo de Acionamento, (b)Aproximação quando a velocidade atinge regime permanente.	92
FIGURA 45	Correntes qd no referencial síncrono.	93
FIGURA 46	Tensões Estatóricas. (a)Enrolamento Principal, (b)Enrolamento Auxiliar.	93
FIGURA 47	Tensões Estatóricas.	93
FIGURA 48	Resposta de Velocidade.	94
FIGURA 49	Diagrama de Blocos do Sistema implementado.	95
FIGURA 50	Resposta de Velocidade.	96
FIGURA 51	Velocidade Medida e Velocidade Estimada.	96
FIGURA 52	Erro de Estimação de Velocidade.	97
FIGURA 53	Correntes Estatóricas. (a)Enrolamento Principal, (b)Enrolamento Auxiliar.	97
FIGURA 54	Trajetória das Correntes Estatóricas.	98
FIGURA 55	Resposta de Velocidade.	98
FIGURA 56	Erro de Estimação de Velocidade.	99
FIGURA 57	Corrente Estatórica i_{sq} . (a)Enrolamento Principal, (b)Tempo entre 12 e 12.1s.	99
FIGURA 58	Corrente Estatórica i_{sd} . (a)Enrolamento Auxiliar, (b)Tempo entre 12 e 12.1s.	99
FIGURA 59	Malha mecânica do motor de indução monofásico.	112

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	Valores medidos no ensaio alimentando o SPIM pelo enrolamento principal	39
TABELA 2	Cálculo das Equações 2.48 e 2.49	40
TABELA 3	Valores medidos no ensaio alimentando o SPIM pelo enrolamento auxiliar	40
TABELA 4	Cálculo das Equações 2.48 e 2.49 alimentando o motor pelo enrolamento auxiliar	41
TABELA 5	Medições do ensaio com rotor bloqueado - enrolamento principal	42
TABELA 6	Solução da Equação 2.53 - enrolamento principal	43
TABELA 7	Solução da Equação 2.53 - enrolamento auxiliar	44
TABELA 8	Parâmetros do Motor de Indução Monofásico	45
TABELA 9	Escolha de ω_x em função do sistema de referência.	55
TABELA 10	Dados de Placa do Motor de Indução Monofásico	87
TABELA 11	Parâmetros do Módulo Inversor Usado	89

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

$\mathbf{A}_M$	Matriz para cálculo das correntes magnetizantes
$\mathbf{B}_M$	Matriz para cálculo das correntes magnetizantes
B_n	Coefficiente de Atrito
f	Frequência
e_{dM}, e_{qM}	Tensão contra-eletromotriz nos enrolamentos auxiliar e principal
$\hat{\mathbf{e}}_M$	Tensão contra-eletromotriz observada
G_{SVF}	Função de Transferência do <i>State Variable Filter</i>
$\mathbf{I}_n$	Sinal de entrada do <i>State Variable Filter</i>
$i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$	Correntes estatóricas e rotóricas dos enrolamento auxiliar e principal
I_{dM}	Corrente Magnetizante no enrolamento auxiliar
I_{qM}	Corrente Magnetizante no enrolamento principal
$\mathbf{I}_M$	Matriz que contém as correntes magnetizantes
J	Momento de Inércia
$\mathbf{K}$	Matriz de Ganhos do Filtro de Kalman
K_I	Ganho integral controlador PI
K_P	Ganho proporcional controlador PI
K_{IZ}	Ganho integral discreto do controlador PI

K_{PZ}	Ganho proporcional discreto do controlador PI
K_{TN}	Constante de Torque Nominal
L_{sd}, L_{rd}, L_{md}	Indutâncias estatórica, rotórica e mútua do enrolamento auxiliar
L_{sq}, L_{rq}, L_{mq}	Indutâncias estatórica, rotórica e mútua do enrolamento principal
$L_{lsq}, L_{lrq}, L_{lsd}, L_{lrd}$	Indutâncias próprias dos enrolamentos estatóricos e rotóricos, dos enrolamentos principal e auxiliar
n	Relação do número de espiras entre os enrolamentos
N	Matriz que relaciona o número de espiras entre os enrolamentos principal e auxiliar
N_d, N_q	Número de espiras dos enrolamentos auxiliar e principal
p	Número de pares de pólos
q_M	Potência Reativa
P	Matriz de Covariância do Filtro de Kalman
R_{sd}, R_{rd}	Resistências estatórica e rotórica do enrolamento auxiliar
R_{sq}, R_{rq}	Resistências estatórica e rotórica do enrolamento principal
R_v	Ruídos de Medida do Filtro de Kalman
R_w	Ruídos de Estado do Filtro de Kalman
$V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$	Tensões estatóricas e rotóricas dos enrolamento auxiliar e principal
$V_{sql,d}, V_{sqb,d}$	Tensões estatóricas medidas nos ensaios com rotor livre e rotor bloqueado dos enrolamento auxiliar e principal
V_{sf}, i_{sf}	Tensões e correntes filtradas pelo SVF
t_s	Período de Amostragem
T_e	Torque Eletromagnético

T_m	Torque Mecânico
x	Matriz de estados do Filtro de Kalman
X_{SVF}	Matriz de Estados do <i>State Variable Filter</i>
X_{md}, X_{sd}	Reatâncias magnetizante e estatóricas do enrolamento auxiliar
X_{mq}, X_{sq}	Reatâncias magnetizante e estatóricas do enrolamento principal
ζ	Coefficiente de Amortecimento
σ_d	Coefficiente de dispersão magnética referenciado ao enrolamento auxiliar
σ_q	Coefficiente de dispersão magnética referenciado ao enrolamento principal
ρ	Operador Derivada
τ_d	Distúrbio de Torque, ou torque da carga
τ_{rd}	Constante de Tempo Rotórica referida ao enrolamento auxiliar
τ_{rq}	Constante de Tempo Rotórica referida ao enrolamento principal
θ	Posição rotórica
$\phi_{sd}, \phi_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}$	Fluxos estatóricos e rotóricos dos enrolamento auxiliar e principal
ω	Velocidade do campo girante
ω_r	Velocidade angular rotórica
$\hat{\omega}_r$	Velocidade rotórica estimada
ω_b	Largura de Banda
ω_C	Largura de Banda do <i>State Variable Filter</i>
ω_n	Velocidade Natural de Resposta

<i>DFOC</i>	<i>Direct Field Oriented Control</i>
<i>IFOC</i>	<i>Indirect Field Oriented Control</i>
<i>MRAS</i>	<i>Model Reference Adaptive System</i>
<i>PMCP16 – 200</i>	Placa Multifunção de Controle de Processos
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>SPIM</i>	<i>Single Phase Induction Motor</i>
<i>SVF</i>	<i>State Variable Filter</i>

SUMÁRIO

1	Introdução	18
1.1	Introdução	18
1.2	Revisão da Literatura	21
1.3	Proposta do trabalho	22
1.4	Organização do trabalho	23
2	Modelagem do Motor de Indução Monofásico	24
2.1	Introdução	24
2.2	Classificação dos Motores de Indução Monofásicos	25
2.2.1	Motor de Indução Monofásico de Fase Dividida	26
2.2.2	Motor de Indução Monofásico com Capacitor de Partida	26
2.2.3	Motor de Indução Monofásico com Capacitor Permante	27
2.2.4	Motor de Indução Monofásico a Duplo Capacitor	27
2.2.5	Motor de Indução Monofásico de Pólo Ranhurado	28
2.3	Modelagem Matemática do Motor de Indução Monofásico	28
2.4	Modelagem Mecânica do Motor de Indução Monofásico	36
2.5	Ensaio e Obtenção dos Parâmetros Elétricos do Motor de Indução Monofásico	37
2.6	Validação do Modelo	45
3	Controle por Orientação no Campo aplicado a um Motor de Indução Monofásico	49
3.1	Introdução	49
3.2	Desenvolvimento de um Modelo para Aplicação do Controle Vetorial . . .	50

3.3	Transformação de Park	54
3.4	Controle por Orientação Indireta no Campo Aplicado a um Motor de Indução Monofásico	59
3.5	Resultados de Simulação	65
4	Estimador de Velocidade MRAS Aplicado a Motores de Indução Monofásicos	70
4.1	Introdução ao Sensorless para Motores de Indução Trifásicos	70
4.2	Estimador MRAS Proposto	71
4.3	Modelo Discreto do Estimador MRAS	78
4.4	Filtro de Kalman	82
4.5	Resultados de Simulação	83
5	Resultados Experimentais	87
5.1	Introdução	87
5.2	Descrição do Ambiente	88
5.3	Resultados do Controlador IFOC com medição de velocidade	90
5.4	Controle de Velocidade Sensorless	94
6	Conclusão	100
6.1	Considerações Finais	100
6.2	Proposta para Trabalhos Futuros	102
	Referências	104
	Apêndice A – Projeto dos Controladores PI	108
A.1	Projeto dos Controladores PIs Elétricos	108
A.2	Projeto do Controlador PI Mecânico	111

1 INTRODUÇÃO

1.1 Introdução

O aproveitamento e uso racional dos recursos energéticos é tema atual de debate em nível mundial. Por um lado investe-se em pesquisas no desenvolvimento, aplicação, ampliação e melhoria de fontes alternativas e renováveis de energia, e por outro, investe-se no incremento da eficiência e conseqüente qualidade dos processos já utilizados pela indústria, e em aplicações domésticas e residenciais.

Neste contexto, sabe-se que o motor de indução é o motor elétrico mais utilizado e difundido em processos industriais, devido ao seu baixo custo de produção e robustez. Cerca de 70% de toda energia elétrica produzida é convertida em energia mecânica por motores em todo o mundo. No Brasil, estima-se que 80% dos motores empregados na indústria e em outros setores sejam de motores de indução, podendo ser trifásicos ou monofásicos em sua maioria, os quais consomem aproximadamente 60% da energia elétrica destinada à indústria (GARCIA, 2003).

De acordo com (WELLS et al., 2004), nos Estados Unidos, em 2004, existia aproximadamente 1 bilhão de motores elétricos, consumindo aproximadamente 1700 bilhões kWh/ano (1700 *GWh*), sendo que mais de 90% desses motores tinham potência inferior a 1 HP e consumindo aproximadamente 10% da energia destinada aos motores elétricos. Destes motores, com potência fracionária, a grande maioria é constituída por motores de indução monofásicos, que devido à procura pelo baixo custo de produção, e operação com velocidade fixa, acabam tendo uma eficiência pobre. Sendo assim, uma economia de 1% de energia nestes motores poderia refletir numa economia de 1,7 bilhões de kWh/ano naquele país. Considerando as devidas proporções estes resultados são também válidos para o Brasil.

Segundo o (Ministério de Minas e Energia, 2008), no ano de 2006 o Brasil consumiu 389,95 *GWh* de energia elétrica, sendo que a distribuição de consumo é dada pela Figura

1. Desse montante 85,81 *GWh*, ou 22% foi destinado a consumidores residenciais. Sabe-se que grande parte desse percentual alimenta eletrodomésticos, entre eles, geladeiras, máquinas de lavar, bombas, ventiladores, ferramentas profissionais, freezers, entre outros, os quais operam a partir do funcionamento de motores de indução monofásicos.

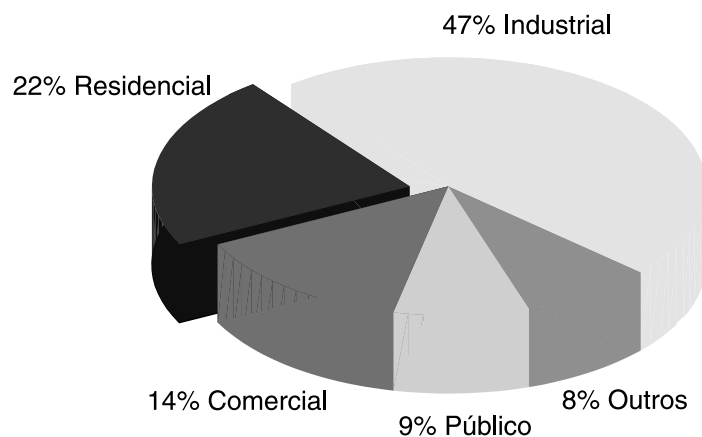


Figura 1: Consumo de Energia Elétrica no Brasil.

Diante desse quadro, uma solução para melhorar o aproveitamento dos recursos energéticos é o uso de motores com maior eficiência, ou melhorar a eficácia dos atuais. Segundo (BLAABJERG et al., 2004), estudos confirmam que há um crescente interesse em motores de alta eficiência, e também um aumento na competição entre conversores para o acionamento com velocidade variável para motores de indução trifásicos, motores síncronos a ímã permanente, motores DC sem escovas, e até mesmo motores de passo. Entretanto, eles levam desvantagem quando se considera fatores como: custo de produção, manutenção, vida útil e quando se considera que o motor de indução monofásico permanecerá em uso ainda pelo menos nos próximos 20 anos devido ao grande número de aplicações atuais.

Em grande parte do século XX a maioria dos sistemas de acionamentos de motores de indução, tanto trifásicos como monofásicos foram desenvolvidos para operar em velocidade fixa, determinada pela frequência da rede de alimentação. Com a chegada das chaves semicondutoras, o advento de processadores de sinais de grande capacidade de resolução de cálculos numéricos, e o desenvolvimento de técnicas de controle, passou-se a fazer o acionamento e controle de motores de indução com velocidade variável. Mas ainda existem muitas aplicações onde estes motores operam em velocidade fixa, principalmente em aplicações residenciais de baixa potência.

De acordo com (DONLON et al., 2002) no ano de 2002, no Japão cerca de 37% das aplicações residenciais que faziam o uso de motores de indução já usavam inversores,

enquanto que nos Estados Unidos apenas cerca de 1% das aplicações fazia uso do inversor para acionamento destes motores. Esse quadro mostra a tendência de crescimento no acionamento de motores de baixa potência a partir de inversores de tensão.

Considerando estes dados verifica-se uma demanda muito grande de aplicações com motores de indução monofásicos. Com isso, trabalhos que trazem propostas viáveis de melhorias acerca destes processos são de ganho considerável para a indústria, bem como, para a sociedade.

Os motores de indução monofásicos são basicamente usados em aplicações de baixa potência. Comumente são encontrados em residências, escritórios, lojas, equipamentos hospitalares, e indústria, operando em velocidade fixa. Algumas dessas aplicações podem ter seu desempenho otimizado, se for aplicado o controle de campo orientado de velocidade, de aceleração ou de torque (ROCHA et al., 1997).

O controle de campo orientado, ou controle vetorial, proporciona ao sistema alto desempenho dinâmico. Porém aumenta a complexidade de acionamento em relação ao acionamento V/f , na medida que requer conhecimento de alguns parâmetros do motor, e conhecimento da velocidade rotórica, com isso, há diminuição da robustez deste acionamento. No acionamento em malha aberta V/f , uma razão constante V/Hz (tensão/frequência) é injetada ao motor pelos enrolamentos estatóricos. Isto serve para manter o fluxo magnético do motor com um nível desejado, porém tem um desempenho dinâmico moderado.

A maioria das técnicas de controle necessita da medição da velocidade rotórica, o que, devido ao custo dos sensores de velocidade é fator proibitivo na implementação prática das mesmas. Quando se trata do motor de indução monofásico, este fator é ainda mais crítico, considerando que as aplicações do motor de indução monofásico, em sua grande maioria são aplicações de baixa potência e também baixo custo. Com isto, uma das soluções para o acionamento destes motores é o controle de velocidade *sensorless*.

De acordo com (HOLTZ, 2002), acionamentos com controle de velocidade *sensorless* levam vantagem quando se fala em redução da complexidade de hardware, menor custo, tamanho reduzido do sistema de acionamento do motor de indução, além da eliminação do cabo do sensor, melhor imunidade a ruídos, e menor manutenção ao sistema.

Como desvantagem, algumas técnicas de estimação de velocidade apresentam dependência paramétrica, e são suscetíveis a variações das mesmas. Além disso, algumas técnicas *Sensorless* exigem a solução de cálculos numéricos, que precisam de processadores de alto desempenho para a resolução dos mesmos.

1.2 Revisão da Literatura

A partir da década de 1960 foi iniciado o princípio das técnicas de campo orientado, mas só a partir da década de 1980, com o desenvolvimento de chaves semicondutoras e sistemas de processamento de dados, como microprocessadores, aliado ao desenvolvimento das técnicas de campo orientado foi possível a implementação dessas técnicas com motores de indução trifásicos em servos de alto desempenho. Anteriormente ao desenvolvimento dessa teoria, os servos utilizavam motores CC, que são mais caros e menos robustos comparados aos motores de indução trifásicos. Com o motor de indução trifásico controlado vetorialmente, este tem desempenho semelhante aos servos com motores CC. Nessa mesma época começou-se a desenvolver teorias de controle de alto desempenho, que atualmente são amplamente difundidas na literatura, e foram fundamentais para o desenvolvimento da teoria do controle vetorial de motores de indução, isto é verificado em trabalhos como ((BLASCHKE, 1972) apud (HAFFNER, 1998)), (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986), (NABAE et al., 1980), (DEPENBROCK, 1988), (LIPO; CHANG, 1986), entre outros.

Como tendência nos últimos anos, verifica-se a publicação de muitos trabalhos que fazem o controle do motor de indução trifásico sem o uso de sensor de velocidade, aplicando nestes técnicas de controle de alto desempenho, com isto, há vantagem com a redução de custos e diminuição de hardware como pode ser verificado em trabalhos como (PENG; FUKAO, 1994), (MARTINS; CÂMARA; GRÜNDLING, 2006), (CÂMARA, 2007), (MARTINS, 2006), (HOLTZ, 2002), (JACOBINA et al., 2000).

Considerando o motor de indução monofásico, acionamentos com velocidade variável aplicados a este, passaram a ser alvo de pesquisas na década de 1980, como pode ser visto em trabalhos como em (COLLINS E.R.; PUTTGEN; SAYLE W.E., 1988). Neste, os autores obtêm variações de velocidade a partir da variação de tensão no enrolamento auxiliar, e conseqüente variação no torque eletromagnético. Ainda na década de 1980 foram publicados trabalhos propondo melhorias na eficiência do acionamento do motor de indução monofásico, como pode ser visto em (HUANG; FUCHS; WHITE, 1988).

Já na década de 1990 alguns trabalhos foram publicados fazendo o uso de inversor trifásico para ter variação na tensão dos enrolamentos auxiliar e principal do motor de indução monofásico, como é o caso de (HOLMES; KOTSOPOULOS, 1993). Além destes, ainda na década de 1990 foram publicados trabalhos que propõem a variação de velocidade para motores de indução monofásicos como: (ROCHA et al., 1997), (YOUNG; LIU; LIU, 1996), (RAHMAN; ZHONG, 1996), (WEKHANDE et al., 1999), (MULJADI et al., 1993), (LIU; WANG, 1994).

Outros trabalhos verificaram as topologias de acionamento para o motor monofásico, acionando este em malha aberta (BLAABJERG et al., 2004), (BA-THUNYA et al., 2001), (BLAABJERG et al., 2002). Nestas publicações os autores também preocupam-se em comparar a eficiência dos processos com a variação de velocidade do motor.

Nos últimos anos também se verifica a publicação de trabalhos que fazem a aplicação do controle vetorial ao motor de indução monofásico, tal como em (CORRÊA et al., 2000), onde os autores propõem a obtenção de um novo modelo, quase-estacionário, para desacoplamento matemático do sistema e controle de correntes e velocidade. Estes controladores vetoriais de alto desempenho desenvolvidos para motores monofásicos ainda são encontrados em trabalhos como: (CORRÊA et al., 2004), (VAEZ-ZADEH; HAROONI, 2005), (CECATI et al., 2006), (CORRÊA, 1997). Ainda para o caso do motor de indução monofásico, verifica-se a publicação de trabalhos que fazem o uso de estratégias de controle DTC com teoria desenvolvida e aplicada a estes, tal como (NEVES et al., 2002).

Além dos trabalhos que propõem controladores de alto desempenho, ainda há algumas publicações que desenvolvem técnicas de modulação *space vector* aplicadas a motores de 1 e 2 fases (JABBAR; KHAMBADKONE; YANFENG, 2004), (CUI; BLAABJERG; ANDERSEN, 2002).

Da mesma forma do que aconteceu com os motores de indução trifásicos, alguns trabalhos na literatura têm-se voltado para o controle de velocidade para o motor de indução monofásico sem o uso de sensor de velocidade, evitando o custo do mesmo, e oferecendo alternativas à indústria para essa gama de motores, entre eles: (VAEZ-ZADEH; REICY, 2005), (CORRÊA et al., 2005). Destes, alguns não apresentam resultados experimentais, e os que apresentam desenvolvem estes resultados em plataformas de custo elevado em relação ao próprio motor de indução monofásico, o que torna-se de difícil aceitação pela indústria.

1.3 Proposta do trabalho

Este trabalho tem como objetivo desenvolver e implementar uma proposta de controle de velocidade vetorial (IFOC) aplicado a motores de indução monofásicos, sem o uso de sensores de velocidade. Para este controle de velocidade faz-se o uso de um estimador de velocidade MRAS (*Model Reference Adaptive System*), baseado no estimador de velocidade aplicado a um motor de indução trifásico dado em (PENG; FUKAO, 1994).

Além disso utiliza-se um Filtro de Kalman para eliminação de ruídos de estimação de

velocidade, provenientes da medição das correntes estatóricas, e, Filtros de Variáveis de Estado (*SVF - State Variable Filter*) para obtenção de derivadas de corrente e filtragem das mesmas.

É proposta do trabalho fazer o desenvolvimento do estimador de velocidade, bem como do modelo para simulação da técnica proposta, bem como projeto dos controladores a serem usados na implementação prática.

1.4 Organização do trabalho

O capítulo 1 apresenta a motivação para a realização do trabalho, uma breve revisão bibliográfica sobre publicações com temas afins, e a proposta a ser desenvolvida.

No capítulo 2 é apresentada a modelagem matemática do motor de indução monofásico. São mostrados os tipos de motores de indução monofásicos, características construtivas, e ainda a modelagem mecânica do motor de indução monofásico. Ainda, é descrito um método para ensaio e determinação dos parâmetros elétricos e mecânicos do Motor de Indução Monofásico, e assim são mostrados resultados que validam o modelo usado no desenvolvimento do trabalho.

O capítulo 3 apresenta um método para aplicação do controle vetorial a motores de indução monofásicos. São mostradas as restrições e vantagens da técnica, bem como são mostrados resultados de simulação que demonstram a funcionalidade do método.

O projeto do estimador de velocidade MRAS é apresentado no capítulo 4. Neste capítulo além do projeto desse estimador, são apresentadas as equações para implementação do mesmo, e são mostrados resultados de simulação que demonstram o desempenho e funcionalidade da técnica. O capítulo 5 apresenta resultados experimentais do controlador por campo orientado, e resultados experimentais do controlador de velocidade *sensorless* proposto. No capítulo 6 são apresentadas as conclusões do trabalho desenvolvido e sugestões para trabalhos futuros.

2 *MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO*

2.1 Introdução

A idéia do princípio de funcionamento do motor de indução foi desenvolvida pelo engenheiro iugoslavo Nicola Tesla em 1881, e implementada um ano após em 1882. A concepção original de Tesla foi patenteada em 1889, pelo engenheiro russo Michael von Dolivo Dobrowolski, o qual trabalhava para a empresa alemã AEG, de Berlim. A primeira aplicação em grande escala da máquina polifásica de Tesla foi completada em 1895, em Niagara Falls (MCPHERSON; LARAMORE, 1990).

A principal vantagem do motor de indução, frente aos outros motores elétricos é a eliminação do atrito dos contatos elétricos deslizantes e uma construção bastante simples, de baixo custo, sendo que estas máquinas são fabricadas para uma grande variedade de aplicações, desde alguns watts até muitos megawatts (LEONHARD, 1997).

Em grande parte das aplicações de baixa potência se faz o uso de motores de indução monofásicos, que são alimentados a partir de redes monofásicas, predominantes nas instalações residências e comerciais. Nestas mesmas aplicações operam em velocidade fixa, o que pode diminuir o desempenho de alguns processos quando comparados a processos que podem operar com variação de velocidade.

A seguir é mostrada a classificação dos motores de indução monofásicos, a modelagem matemática dos mesmos, é descrito um método de ensaio para obtenção dos parâmetros elétricos desse motor, e alguns resultados são mostrados para a validação do método de ensaio.

2.2 Classificação dos Motores de Indução Monofásicos

O motor de indução monofásico é alimentado a partir de uma rede de tensão monofásica e desta forma, como a corrente de alimentação circula em apenas um enrolamento, este não tem campo girante e conseqüentemente não apresenta torque de partida. No caso deste motor, o campo magnético é pulsante, onde só há produção de torque para velocidades diferentes de zero. Com isso, empregam-se alguns métodos para fazer a partida dos motores monofásicos, desta forma, estes motores são classificados de acordo com o método de partida.

Os motores de indução monofásicos caracterizam-se pela sua construção, desempenho e custo, sendo que os tipos mais difundidos são: motor de fase dividida, motor a capacitor de partida, motor de indução a duplo capacitor, motor de indução com capacitor permanente e motor de indução de pólo ranhurado.

Verifica-se ainda outras formas de construção, que são os motores síncronos monofásicos, divididos em: motor de relutância e motor de histerese (KOSOW, 2000). A Figura 2 ilustra a classificação dos motores de indução monofásicos.

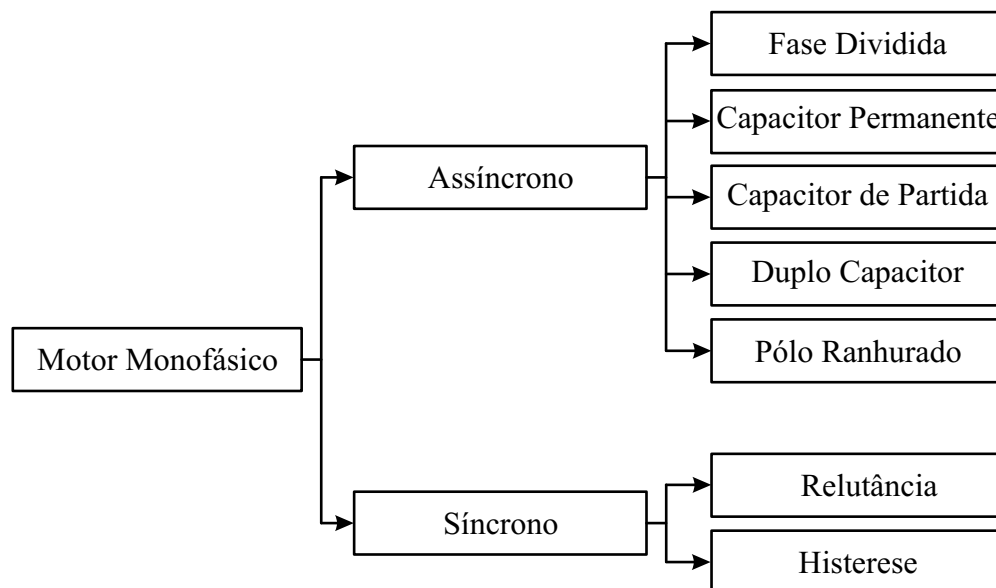


Figura 2: Classificação dos Motores Monofásicos.

Uma descrição sintetizada dos principais tipos de motores de indução monofásicos é descrita a seguir de com base em (KOSOW, 2000).

2.2.1 Motor de Indução Monofásico de Fase Dividida

Este motor se caracteriza por ter sua construção constituída por dois enrolamentos paralelos deslocados em 90° elétricos no espaço, para que as correntes circulantes nestes enrolamentos possuam defasagens entre eles. Neste tipo de motor o enrolamento auxiliar, ou enrolamento de partida tem um número menor de espiras e é enrolado com um fio de cobre com menor diâmetro que o enrolamento principal, ou enrolamento de funcionamento. Com isso a resistência do enrolamento principal é de menor valor do que a do enrolamento auxiliar, enquanto a reatância do enrolamento principal tem valor mais elevada comparada a reatância do enrolamento auxiliar. Desta forma, para a mesma fonte de alimentação, as correntes circulantes nos enrolamentos apresentam defasagem entre elas.

Após a partida do motor, isto é, quando ele atinge velocidade próxima a 75% da nominal, abre-se uma chave centrífuga presente neste motor, e então o único enrolamento a ser alimentado é o enrolamento principal. A Figura 3 mostra o diagrama dos enrolamentos do motor monofásico de fase dividida.

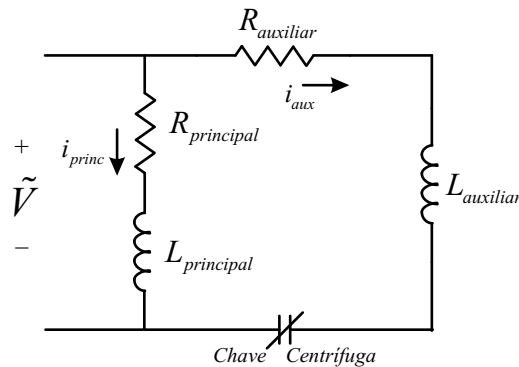


Figura 3: Diagrama dos enrolamentos do motor monofásico de fase dividida.

2.2.2 Motor de Indução Monofásico com Capacitor de Partida

O motor de indução monofásico com capacitor de partida apresenta construção semelhante a construção do motor de fase dividida, mas neste caso é adicionado um capacitor em série ao enrolamento auxiliar, conforme mostra a Figura 4. Com a adição deste capacitor o ângulo entre as correntes dos enrolamentos auxiliar e principal é aumentado em relação a configuração do motor a fase dividida, resultando num torque de partida maior.

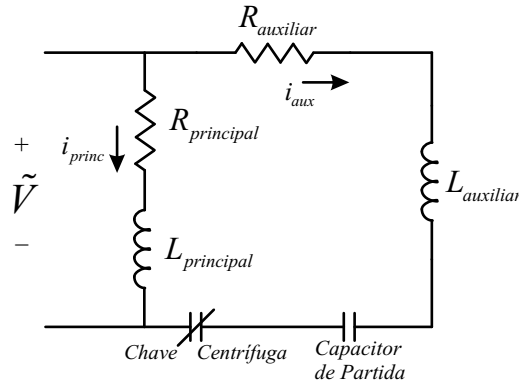


Figura 4: Diagrama dos enrolamentos do motor monofásico com capacitor de partida.

2.2.3 Motor de Indução Monofásico com Capacitor Permante

O motor de indução monofásico com capacitor permanente apresenta dois enrolamentos permanentes idênticos, isto é com o mesmo número de espiras e enrolado com fio de mesmo diâmetro. Este tipo de motor não necessita de chave centrífuga, pois funciona continuamente como um motor de fase dividida. A partida e funcionamento do motor se dá devido ao deslocamento que existe entre as correntes de fase dos enrolamentos auxiliar e principal. Este motor é caracterizado pelo baixo torque de partida e baixo torque em regime. Seu uso popularizou-se devido a possibilidade de reversão de velocidade de maneira simples. A Figura 5 ilustra o diagrama dos enrolamentos para esse tipo de motor, verifica-se a presença de uma chave reversora que tem a função de reversão de velocidade.

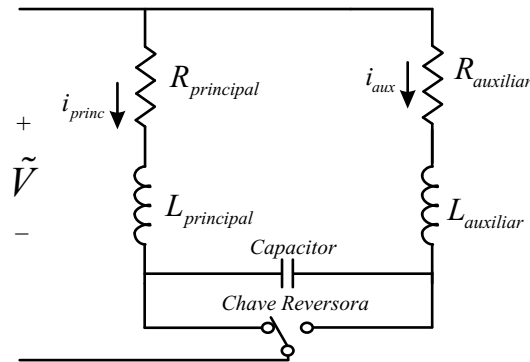


Figura 5: Diagrama dos enrolamentos do motor monofásico com capacitor permanente.

2.2.4 Motor de Indução Monofásico a Duplo Capacitor

O motor a duplo capacitor tem sua configuração ilustrada na Figura 6 e como o próprio nome diz, se baseia no uso de dois capacitores, sendo que um deles é ligado apenas durante a partida, com a conexão de uma chave centrífuga em série, enquanto o outro fica ligado

na partida e em regime permanente. Tem como vantagem um maior torque de partida que as configurações anteriores.

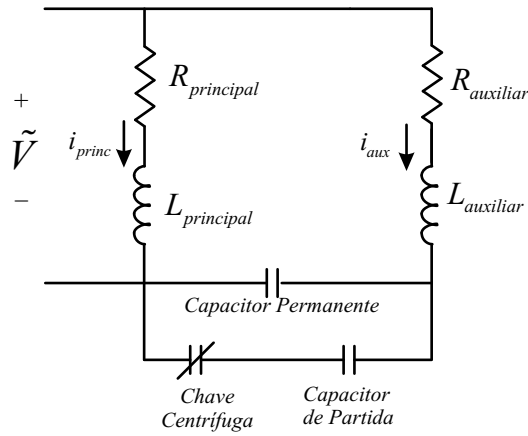


Figura 6: Diagrama dos enrolamentos do motor monofásico a duplo capacitor.

2.2.5 Motor de Indução Monofásico de Pólo Ranhurado

O motor de indução monofásico de pólo ranhurado é um motor caracterizado pela sua simplicidade, o qual é construído por um enrolamento monofásico, um rotor do tipo gaiola fundido, e peças polares especiais. Desta forma, não utiliza chaves centrífugas, capacitores, enrolamentos especiais de partida, nem comutadores. As potências desses motores normalmente são fracionárias, da ordem de 1/10 HP.

2.3 Modelagem Matemática do Motor de Indução Monofásico

A modelagem matemática é utilizada para obter uma descrição do comportamento das grandezas internas do motor. O comportamento dinâmico deve ser obtido baseado no conhecimento da estrutura construtiva do motor, o que permitirá representá-lo por meio de um circuito elétrico equivalente e através dos fenômenos eletromagnéticos e mecânicos envolvidos neste circuito equivalente.

Para o desenvolvimento do modelo que representa o comportamento dinâmico do motor de indução monofásico, retira-se o capacitor de partida conectado em série com o enrolamento auxiliar, e passa-se a tratar este motor, como um motor de indução de duas fases assimétrico. A Figura 7 mostra a distribuição das espiras para este motor. Verifica-se que os enrolamentos estatóricos estão arranjados em quadratura, sendo representado pelas espiras as, as', bs e bs' , enquanto os enrolamentos rotóricos giram em relação aos

enrolamentos estáticos a uma velocidade ω_r , e são representados pelas espiras ar, ar', br e br' .

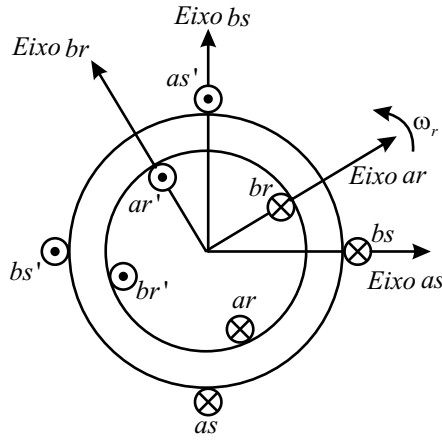


Figura 7: Distribuição dos Enrolamentos em um Motor Duas Fases Assimétrico.

A partir da Figura 7 pode-se obter o circuito equivalente para um motor de indução de duas fases, ou um motor de indução monofásico sem capacitor de partida. Considera-se que os enrolamentos rotóricos possam ser referidos ao estator através de parâmetros que relacionam o número de espiras dos enrolamentos estáticos, às espiras dos enrolamentos rotóricos. A Figura 8 mostra esse circuito equivalente.

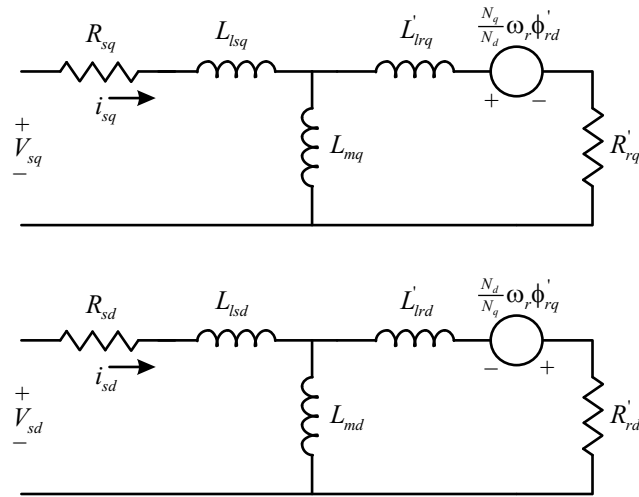


Figura 8: Circuito Equivalente de um Motor de Indução Monofásico.

Assim, considerando o motor de indução monofásico com dois enrolamentos (principal e auxiliar, eixos q e d (respectivamente), como representa a Figura 8, pode-se obter equações das tensões nos enrolamentos do estator no referencial estacionário, de acordo com (KRAUSE; WASYNCHUK; SUDHOFF, 1995), fazendo-se as seguintes considerações para a obtenção do modelo do motor de indução monofásico.

- _ Não há ligações físicas entre o rotor e o estator, havendo um entreferro uniforme entre eles;
- _ As ranhuras do estator são uniformemente distribuídas;
- _ Não existe saturação no circuito magnético;
- _ As resistências dos enrolamentos não variam com a temperatura e desconsidera-se o efeito pelicular (*Skim*);

Assim, as equações das tensões estatóricas são dadas por

$$V_{sq}^s = R_{sq}i_{sq}^s + \frac{d\phi_{sq}^s}{dt} \quad (2.1)$$

$$V_{sd}^s = R_{sd}i_{sd}^s + \frac{d\phi_{sd}^s}{dt} \quad (2.2)$$

onde, o sobre-escrito "s" representa grandezas referenciadas ao estator, R_{sq} e R_{sd} são as resistências estatóricas, ϕ_{sq} e ϕ_{sd} são os fluxos estatóricos, V_{sq} , V_{sd} e i_{sq} e i_{sd} são as tensões e correntes estatóricas, respectivamente.

Sendo que o motor de indução usado é do tipo "gaiola de esquilo", a tensão nas barras do rotor é igual a zero. É conveniente referir as grandezas do rotor ao enrolamento estatório, e desta forma se fazem as seguintes considerações

$$\begin{aligned} V_{rq}'^s &= \frac{N_q}{N_r} V_{rq}, i_{rq}'^s = \frac{N_r}{N_q} i_{rq} \\ V_{rd}'^s &= \frac{N_d}{N_r} V_{rd}, i_{rd}'^s = \frac{N_r}{N_d} i_{rd} \\ R_{rq}'^s &= \left(\frac{N_q}{N_r}\right)^2 R_r, L_{lrq}'^s = \left(\frac{N_q}{N_r}\right)^2 L_{lr} \\ R_{rd}'^s &= \left(\frac{N_d}{N_r}\right)^2 R_r, L_{lrd}'^s = \left(\frac{N_d}{N_r}\right)^2 L_{lr} \\ L_{mq}'^s &= \left(\frac{N_q}{N_r}\right)^2 L_{mq}, L_{md}'^s = \left(\frac{N_d}{N_r}\right)^2 L_{md} \end{aligned}$$

onde, V_{rq} e V_{rd} são as tensões rotóricas, i_{rq} e i_{rd} são as correntes rotóricas, N_q é o número de espiras do enrolamento principal, enquanto N_d é o número de espiras do enrolamento auxiliar e N_r é o número de espiras do rotor. $R_{rq}'^s$ e $L_{lrq}'^s$ são a resistência e indutância própria rotórica, referidas ao enrolamento principal, $R_{rd}'^s$ e $L_{lrd}'^s$ são a resistência e indutância própria rotórica, referidas ao enrolamento auxiliar, e L_{mq} e L_{md} são as indutâncias mútuas de cada enrolamento.

Assim, as equações de tensão do rotor referidas ao estator são dadas por

$$V_{rq}'^s = R_{rq}' i_{rq}'^s + \frac{d\phi_{rq}'^s}{dt} - \frac{N_q}{N_d} \omega_r \phi_{rd}'^s = 0 \quad (2.3)$$

$$V_{rd}'^s = R_{rd}' i_{rd}'^s + \frac{d\phi_{rd}'^s}{dt} + \frac{N_d}{N_q} \omega_r \phi_{rq}'^s = 0 \quad (2.4)$$

onde, ω_r é a velocidade rotórica.

A equação dos fluxos pode ser escrita de forma matricial como

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{sd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{lsq} + L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{lsd} + L_{msd} & 0 & L_{md} \\ L_{mq} & 0 & L_{lrq} + L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 & L_{lrd} + L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$(2.6)$$

onde,

$$L_{lsq} + L_{mq} = L_{sq}, \quad L_{lsd} + L_{md} = L_{sd}, \quad L_{lrq} + L_{mq} = L_{rq}, \quad L_{lrd} + L_{md} = L_{rd}$$

As equações dos fluxos são dadas por

$$\phi_{sq}^s = L_{sq} i_{sq}^s + L_{mq} i_{rq}^s \quad (2.7)$$

$$\phi_{sd}^s = L_{sd} i_{sd}^s + L_{md} i_{rd}^s \quad (2.8)$$

$$\phi_{rq}'^s = L_{rq}' i_{rq}'^s + L_{mq} i_{sq}^s \quad (2.9)$$

$$\phi_{rd}'^s = L_{rd}' i_{rd}'^s + L_{md} i_{sd}^s \quad (2.10)$$

Onde

$$L_{rq}' = L_{lrq}' + L_{mq}, \text{ e } L_{rd}' = L_{lrd}' + L_{md}$$

A partir das equações (2.3) e (2.4), pode-se isolar as derivadas dos fluxos rotóricos

$$\frac{d\phi_{rq}'^s}{dt} = -R_{rq}' i_{rq}'^s + \frac{N_q}{N_d} \omega_r \phi_{rd}'^s \quad (2.11)$$

$$\frac{d\phi_{rd}'^s}{dt} = -R_{rd}' i_{rd}'^s - \frac{N_d}{N_q} \omega_r \phi_{rq}'^s \quad (2.12)$$

Derivando-se as equações (2.9) e (2.10), tem-se respectivamente

$$\frac{d}{dt}\phi_{rq}'^s = L_{rq}' \frac{d}{dt}i_{rq}'^s + L_{mq} \frac{d}{dt}i_{sq}^s \quad (2.13)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{rd}'^s = L_{rd}' \frac{d}{dt}i_{rd}'^s + L_{md} \frac{d}{dt}i_{sd}^s \quad (2.14)$$

Substituindo $\phi_{rd}'^s$ dado por (2.10) em (2.11) e $\phi_{rq}'^s$ dada por (2.9) em (2.12), tem-se

$$\frac{d\phi_{rq}'^s}{dt} = -R_{rq}' i_{rq}'^s + \frac{N_q}{N_d} \omega_r (L_{rd}' i_{rd}'^s + L_{md} i_{sd}^s) \quad (2.15)$$

$$\frac{d\phi_{rd}'^s}{dt} = -R_{rd}' i_{rd}'^s - \frac{N_d}{N_q} \omega_r (L_{rq}' i_{rq}'^s + L_{mq} i_{sq}^s) \quad (2.16)$$

Igualando (2.13) com (2.15) resulta

$$-R_{rq}' i_{rq}'^s + \frac{N_q}{N_d} \omega_r (L_{rd}' i_{rd}'^s + L_{md} i_{sd}^s) = L_{rq}' \frac{d}{dt}i_{rq}'^s + L_{mq} \frac{d}{dt}i_{sq}^s \quad (2.17)$$

Reescrevendo (2.17) isolando $\frac{d}{dt}i_{sq}^s$, advém

$$\frac{d}{dt}i_{sq}^s = \frac{1}{L_{mq}} \left(\frac{N_q}{N_d} \omega_r L_{md} i_{sd}^s + \frac{N_q}{N_d} \omega_r L_{rd}' i_{rd}'^s - R_{rq}' i_{rq}'^s - L_{rq}' \frac{d}{dt}i_{rq}'^s \right) \quad (2.18)$$

Fazendo a igualdade de (2.14) com (2.16), obtém-se

$$L_{rd}' \frac{d}{dt}i_{rd}'^s + L_{md} \frac{d}{dt}i_{sd}^s = -R_{rd}' i_{rd}'^s - \frac{N_d}{N_q} \omega_r (L_{rq}' i_{rq}'^s + L_{mq} i_{sq}^s) \quad (2.19)$$

Reescrevendo (2.19), e isolando $\frac{d}{dt}i_{sd}^s$, tem-se

$$\frac{d}{dt}i_{sd}^s = \frac{1}{L_{md}} \left(-\frac{N_d}{N_q} \omega_r L_{mq} i_{sq}^s - \frac{N_d}{N_q} \omega_r L_{rq}' i_{rq}'^s - R_{rd}' i_{rd}'^s - L_{rd}' \frac{d}{dt}i_{rd}'^s \right) \quad (2.20)$$

Derivando (2.7) e substituindo em (2.1), resulta

$$V_{sq}^s = R_{sq} i_{sq}^s + L_{sq} \frac{d}{dt}i_{sq}^s + L_{mq} \frac{d}{dt}i_{rq}^s \quad (2.21)$$

Substituindo (2.18) em (2.21), advém

$$V_{sq}^s = R_{sq} i_{sq}^s + \frac{L_{sq}}{L_{mq}} \left(\frac{N_q}{N_d} \omega_r L_{md} i_{sd}^s + \frac{N_q}{N_d} \omega_r L_{rd}' i_{rd}'^s - R_{rq}' i_{rq}'^s - L_{rq}' \frac{d}{dt}i_{rq}'^s \right) + L_{mq} \frac{d}{dt}i_{rq}^s \quad (2.22)$$

Rearranjando (2.22) em função de $\frac{d}{dt}i_{rq}^s$, resulta

$$\frac{d}{dt}i_{rq}^s \left(\frac{L_{sq}L_{rq}' - L_{mq}^2}{L_{mq}} \right) = R_{sq}i_{sq}^s + \frac{L_{sq}}{L_{mq}} \frac{N_q}{N_d} \omega_r L_{md}i_{sd}^s + \frac{L_{sq}}{L_{mq}} \frac{N_q}{N_d} \omega_r L_{rd}'i_{rd}^s - \frac{L_{sq}}{L_{mq}} R_{rq}'i_{rq}^s - V_{sq}^s \quad (2.23)$$

Definindo-se, $a1 = L_{sq}L_{rq}' - L_{mq}^2$

A equação (2.23) pode ser reescrita

$$\frac{d}{dt}i_{rq}^s = \frac{L_{mq}R_{sq}}{a1}i_{sq}^s + \omega_r \frac{N_q}{N_d} \frac{L_{sq}L_{md}}{a1}i_{sd}^s - \frac{L_{sq}R_{rq}'}{a1}i_{rq}^s + \omega_r \frac{N_q}{N_d} \frac{L_{sq}L_{rd}'}{a1}i_{rd}^s - \frac{L_{mq}}{a1}V_{sq}^s \quad (2.24)$$

Substituindo (2.24) em (2.18), tem-se

$$\frac{d}{dt}i_{sq}^s = \frac{1}{L_{mq}} \left[\begin{array}{c} \omega_r \frac{N_q}{N_d} L_{md}i_{sd}^s + \omega_r \frac{N_q}{N_d} L_{rd}'i_{rd}^s - R_{rq}'i_{rq}^s \\ -L_{rq}' \left[\begin{array}{c} \frac{L_{mq}R_{sq}}{a1}i_{sq}^s + \omega_r \frac{N_q}{N_d} \frac{L_{sq}L_{md}}{a1}i_{sd}^s - \frac{L_{sq}R_{rq}'}{a1}i_{rq}^s \\ + \omega_r \frac{N_q}{N_d} \frac{L_{sq}L_{rd}'}{a1}i_{rd}^s - \frac{L_{mq}}{a1}V_{sq}^s \end{array} \right] \end{array} \right] \quad (2.25)$$

Rearranjando os termos de 2.25, obtém-se

$$\frac{d}{dt}i_{sq}^s = -\frac{R_{sq}L_{rq}'}{a1}i_{sq}^s - \omega_r \frac{N_q}{N_d} \frac{L_{mq}L_{md}}{a1}i_{sd}^s + \frac{R_{rq}'L_{mq}}{a1}i_{rq}^s - \omega_r \frac{N_q}{N_d} \frac{L_{rd}'L_{mq}}{a1}i_{rd}^s + \frac{L_{rq}'}{a1}V_{sq}^s \quad (2.26)$$

As equações (2.24) e (2.26) mostram as equações diferenciais das correntes do eixo q. Para se obter as equações diferenciais do eixo d faz-se procedimento um análogo. Derivando (2.8) e substituindo em (2.2), resulta

$$V_{sd}^s = R_{sd}i_{sd}^s + L_{sd}\frac{d}{dt}i_{sd}^s + L_{md}\frac{d}{dt}i_{rd}^s \quad (2.27)$$

Substituindo (2.20) em (2.27), advém

$$V_{sd}^s = R_{sd}i_{sd}^s + \frac{L_{sd}}{L_{md}} \left(-\frac{N_d}{N_q} \omega_r L_{mq}i_{sq}^s - \frac{N_d}{N_q} \omega_r L_{rq}'i_{rq}^s - R_{rd}'i_{rd}^s - L_{rd}'\frac{d}{dt}i_{rd}^s \right) + L_{md}\frac{d}{dt}i_{rd}^s \quad (2.28)$$

Isolando (2.28) em termos de $\frac{d}{dt}i_{rd}^s$, tem-se

$$\left(+ \frac{L'_{rd}L_{sd} - L_{md}^2}{L_{md}} \right) \frac{d}{dt}i_{rd}^s = -\omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L_{sd}L_{mq}}{L_{md}} i_{sq}^s + R_{sd}i_{sd}^s - \omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L_{sd}L'_{rq}}{L_{md}} i_{rq}^s - \frac{L_{sd}R'_{rd}}{L_{md}} i_{rd}^s - V_{sd}^s \quad (2.29)$$

Definindo, $a2 = L'_{rd}L_{sd} - L_{md}^2$

Reescrevendo (2.29) tem-se

$$\frac{d}{dt}i_{rd}^s = -\omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L_{sd}L_{mq}}{a2} i_{sq}^s + \frac{L_{md}R_{sd}}{a2} i_{sd}^s - \omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L_{sd}L'_{rq}}{a2} i_{rq}^s - \frac{L_{sd}R'_{rd}}{a2} i_{rd}^s - \frac{L_{md}}{a2} V_{sd}^s \quad (2.30)$$

Substituindo (2.30) em (2.20), advém

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{sd}^s &= -\omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L_{mq}}{L_{md}} i_{sq}^s - \omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L'_{rq}}{L_{md}} i_{rq}^s - \frac{R_{rd}}{L_{md}} i_{rd}^s \\ &- \frac{L'_{rd}}{L_{md}} \left(-\omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L_{sd}L_{mq}}{a2} i_{sq}^s + \frac{L_{md}R_{sd}}{a2} i_{sd}^s - \omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L_{sd}L'_{rq}}{a2} i_{rq}^s - \frac{L_{sd}R'_{rd}}{a2} i_{rd}^s - \frac{L_{md}}{a2} V_{sd}^s \right) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Rearranjando os termos da equação (2.31), resulta

$$\frac{d}{dt}i_{sd}^s = +\omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L_{md}L_{mq}}{a2} i_{sq}^s - \frac{L'_{rd}R_{sd}}{a2} i_{sd}^s + \omega_r \frac{N_d}{N_q} \frac{L'_{rq}L_{md}}{a2} i_{rq}^s + \frac{R'_{rd}L_{md}}{a2} i_{rd}^s + \frac{L'_{rd}}{a2} V_{sd}^s \quad (2.32)$$

A partir das equações (2.24), (2.26), (2.30) e (2.32) tem-se as equações diferenciais das correntes na forma matricial, e ainda definido, $n = \frac{N_d}{N_q}$, obtém-se o modelo matemático do motor de indução monofásico em equações de estado, sendo que os estados da planta são as correntes estatóricas e rotóricas, e a entrada dessa equação dinâmica são as tensões estatóricas.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \bullet \\ i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \\ i_{rq}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{sq}L'_{rq}}{a1} & -\omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{mq}L_{md}}{a1} & \frac{R'_{rq}L_{mq}}{a1} & -\omega_r \frac{1}{n} \frac{L'_{rd}L_{mq}}{a1} \\ \omega_r n \frac{L_{md}L_{mq}}{a2} & -\frac{L'_{rd}R_{sd}}{a2} & \omega_r n \frac{L_{rq}L_{md}}{a2} & \frac{R'_{rd}L_{md}}{a2} \\ \frac{L_{mq}R_{sq}}{a1} & \omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{sq}L_{md}}{a1} & -\frac{L_{sq}R'_{rq}}{a1} & \omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{sq}L'_{rd}}{a1} \\ -\omega_r n \frac{L_{sd}L_{mq}}{a2} & \frac{L_{md}R_{sd}}{a2} & -\omega_r n \frac{L_{sd}L'_{rq}}{a2} & -\frac{L_{sd}R'_{rd}}{a2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \\ i_{rq}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{L'_{rq}}{a1} & 0 \\ 0 & \frac{L'_{rd}}{a2} \\ -\frac{L_{mq}}{a1} & 0 \\ 0 & -\frac{L_{md}}{a2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sq}^s \\ V_{sd}^s \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.33}$$

Considerando um motor de indução monofásico com "p" pares de pólos, tem-se

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \bullet \\ i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \\ i_{rq}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{sq}L'_{rq}}{a1} & -p\omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{mq}L_{md}}{a1} & \frac{R'_{rq}L_{mq}}{a1} & -p\omega_r \frac{1}{n} \frac{L'_{rd}L_{mq}}{a1} \\ p\omega_r n \frac{L_{md}L_{mq}}{a2} & -\frac{L'_{rd}R_{sd}}{a2} & p\omega_r n \frac{L_{rq}L_{md}}{a2} & \frac{R'_{rd}L_{md}}{a2} \\ \frac{L_{mq}R_{sq}}{a1} & p\omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{sq}L_{md}}{a1} & -\frac{L_{sq}R'_{rq}}{a1} & p\omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{sq}L'_{rd}}{a1} \\ -p\omega_r n \frac{L_{sd}L_{mq}}{a2} & \frac{L_{md}R_{sd}}{a2} & -p\omega_r n \frac{L_{sd}L'_{rq}}{a2} & -\frac{L_{sd}R'_{rd}}{a2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \\ i_{rq}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{L'_{rq}}{a1} & 0 \\ 0 & \frac{L'_{rd}}{a2} \\ -\frac{L_{mq}}{a1} & 0 \\ 0 & -\frac{L_{md}}{a2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sq}^s \\ V_{sd}^s \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.34}$$

A equação do torque eletromagnético é dado por (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 1995)

$$T_e = p(L_{mq}i_{sq}^s i_{rd}'^s - L_{md}i_{sd}^s i_{rq}'^s) \tag{2.35}$$

2.4 Modelagem Mecânica do Motor de Indução Monofásico

A equação do torque mecânico para o motor de indução monofásico é dada por

$$T_m = T_e - \tau_d = J \dot{\omega}_r + B_n \omega_r \quad (2.36)$$

onde T_m é o torque mecânico, τ_d é o distúrbio de torque, J é o momento de inércia, B_n é o coeficiente de atrito.

A equação dinâmica da posição pode ser escrita da seguinte forma,

$$\dot{\theta} = \omega_r \quad (2.37)$$

onde θ é a posição angular

Considerando que o distúrbio de carga é zero, e que neste caso o motor não sofra distúrbios de carga, a partir das equações (2.36) e (2.37) pode-se escrever um sistema de equações de estado do tipo,

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}u \quad (2.38)$$

Onde o vetor de estados $\mathbf{X}$ é dado por,

$$\mathbf{X}^T = \begin{bmatrix} \omega_r & \theta \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

O sinal de entrada desse sistema é definido como,

$$u = T_e \quad (2.40)$$

e a saída do sistema é representada na forma

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{X} \quad (2.41)$$

As matrizes $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ são obtidas a partir das equações (2.36) e (2.37), dadas por,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (2.44)$$

Desta forma, a equação 2.38 pode ser reescrita na forma matricial como

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_r \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_e \quad (2.45)$$

e a saída, neste caso, é a posição angular, sendo reescrita na forma

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

2.5 Ensaio e Obtenção dos Parâmetros Elétricos do Motor de Indução Monofásico

Para a realização de simulações que representem o comportamento dinâmico, e também para que se possa projetar controladores para grande parte das plantas é necessário o conhecimento de seus parâmetros, ou suas dinâmicas. No caso do motor de indução monofásico, uma equação dinâmica que representa o comportamento do mesmo é dada pela equação 2.34. Nesta equação deve-se conhecer os valores de resistências e indutâncias, além do termo n e o número de pares de pólos.

Como esses parâmetros, na maioria das vezes não são disponibilizados pelos fabricantes, é necessário a realização de ensaios para obtenção dos mesmos. Para o caso do motor de indução trifásico inúmeros trabalhos tratam de métodos para obtenção desses parâmetros, desde os ensaios clássicos até métodos de estimação on-line, ou baseados em algoritmos adaptativos.

Quando se trata da estimação de parâmetros do motor de indução monofásico a literatura apresenta poucos trabalhos para a solução deste problema, e alguns trabalhos publicados não são claros, como pode ser visto em (OJO; OMOZUSI, 2001) e (JIMOH; OMOZUSI; OJO, 1999). Para a solução deste problema, isto é, obtenção dos parâmetros elétricos do motor de indução monofásico usado neste trabalho, foram realizados ensaios

de corrente contínua, ensaios a vazio e de rotor bloqueado, baseados nos ensaios clássicos utilizados para os motores de indução trifásicos.

Para a determinação das resistências dos enrolamentos principal e auxiliar, utiliza-se uma fonte de tensão contínua, medindo-se a corrente e tensão aplicadas em cada enrolamento. Para o enrolamento principal, aumenta-se a tensão gradualmente até que a corrente atinja seu valor nominal, enquanto que para o enrolamento auxiliar aplica-se tensão próxima a aplicada no enrolamento principal.

Na realização dos ensaios de obtenção dos parâmetros foram usados uma fonte de corrente contínua, uma fonte de tensão alternada com tensão de saída ajustável, e ainda para medição das potências, correntes e tensões foi utilizado o equipamento analisador de energia, fabricado pela empresa Fluke®.

Pela Lei de Ohm tem-se que a resistência por enrolamento do motor de indução monofásico, de acordo com a equação (2.47) é

$$R = \frac{V_{cc}}{i_{cc}} \quad (2.47)$$

A partir da Figura 8 tem-se a representação dos circuitos equivalentes do motor de indução monofásico. Observando-se que as malhas em cada circuito são dependentes da resistência e da indutância rotóricas. No ensaio com o rotor livre, isto é, a vazio considera-se que a potência no eixo seja muito próxima a zero, e então, pode-se desprezar a parte do enrolamento rotórico. Desta forma a Figura 8 pode ser redesenhada, conforme mostra a Figura 9.

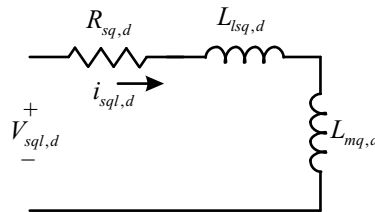


Figura 9: Circuito equivalente na operação a vazio.

onde $V_{sql,d}$ e $i_{sql,d}$ são as tensões e correntes de acionamento em malha aberta, para ambos os enrolamentos.

Alimentando cada um dos enrolamento de maneira separada, isto é, considerando que eles sejam independentes, pode-se calcular o valor numérico da reatância equivalente de cada enrolamento, pela equação

$$jX_{lsq,d} + jX_{mq,d} = \sqrt{\left(\frac{V_{sql,d}}{I_{sql,d}}\right)^2 - R_{sq,d}^2} \quad (2.48)$$

Quando se pode contar com a medição das potências, tem-se

$$Z_{eq,d} = \frac{V_{sql,d} |0}{I_{sql,d} \left[-a \cos\left(\frac{P_{ativa}}{P_{apar}}\right) \right]} \quad (2.49)$$

$$jX_{lsq,d} + jX_{mq,d} = |Z_{eq,d}| \operatorname{sen}\left(\frac{P_{ativa}}{P_{apar}}\right)$$

onde $Z_{eq,d}$ é a impedância equivalente do circuito da Figura 9, tanto quando considera-se o enrolamento principal, como quando se considera medições no enrolamento auxiliar, P_{ativa} e P_{apar} são as potências ativas e aparentes medidas durante os ensaios, e $X_{lsq,d}$ e $X_{mq,d}$ são as reatâncias equivalentes para este circuito.

Alimentando o motor de indução monofásico a partir do enrolamento principal, fazendo a variação de tensão desde o valor nominal, até valores próximos a zero, são obtidos os valores apresentados na tabela 1. Como o motor de indução monofásico não tem torque de partida, deve-se girar o eixo do rotor até que se inicie o movimento do rotor.

Tabela 1: Valores medidos no ensaio alimentando o SPIM pelo enrolamento principal

Alimentação feita pelo Enrolamento Principal - Rotor Livre				
$V_{princ}(V)$	$A_{princ}(A)$	$P_{ativa}(W)$	$P_{reat}(VAr)$	$P_{apar}(VA)$
119.5	8.52	247	988	1016
110.0	7.37	197	788	813
105.5	6.87	175	702	724
100.4	6.37	152	621	640
85.0	5.1	107	420	434
77.3	4.55	89	340	352
64.9	3.73	66	233	242
57.9	3.3	55	183	194
48.1	2.75	43	124	132
36.9	2.17	33	73	80

A partir dos valores medidos, tem-se na Tabela 2 os resultados dos cálculos das equações (2.48) e (2.49),

Tabela 2: Cálculo das Equações 2.48 e 2.49

Equação 2.48	Equação 2.49
13.81896	13.60503
14.73115	14.48057
15.16792	14.90127
15.57758	15.3104
16.49296	16.15219
16.81864	16.437
17.23315	16.73987
17.38053	16.82558
17.32547	16.53684
16.83439	15.49048

Fazendo uma média dos valores obtidos na Tabela 2, para as condições mais próximas das tensões nominais, encontra-se o valor da soma $jX_{lsq} + jX_{mq} = j14.45\Omega$

Repetindo o ensaio anterior, mas desta vez alimentando o motor de indução monofásico pelo enrolamento auxiliar, são obtidas as medidas apresentadas na Tabela 3. Da mesma forma que no ensaio anterior, faz-se a variação da tensão de alimentação desde o valor nominal, até valores próximos a zero.

Tabela 3: Valores medidos no ensaio alimentando o SPIM pelo enrolamento auxiliar

Alimentação feita pelo Enrolamento Auxiliar - Rotor Livre				
$V_{aux}(V)$	$A_{aux}(A)$	$P_{ativa}(W)$	$P_{reat}(VAr)$	$P_{apar}(VA)$
100.4	3.12	99	298	314
89.3	2.75	80	232	246
78.8	2.41	65	178	190
69.7	2.12	54	137	148
65.2	1.99	49	120	129
58.4	1.79	43	95	104
48.3	1.52	35	64	72
41.3	1.37	31	47	57

A partir dos valores medidos, tem-se na Tabela 4 os resultados dos cálculos das equações (2.48) e (2.49),

Fazendo uma média dos valores obtidos na Tabela 4, encontra-se o valor da soma $jX_{lsd} + jX_{md} = j31\Omega$

Tabela 4: Cálculo das Equações 2.48 e 2.49 alimentando o motor pelo enrolamento auxiliar

Equação 2.48	Equação 2.49
31.90422	30.53822
32.19997	30.70764
32.42622	30.72421
32.60799	30.61081
32.4935	30.30818
32.35423	29.7064
31.49753	27.76923
29.85198	25.29779

O outro ensaio considerado para a obtenção dos parâmetros elétricos do motor de indução monofásico, é o ensaio com rotor bloqueado. Neste ensaio bloqueia-se o rotor do motor de indução monofásico evitando seu movimento, e alimenta-se o motor de indução monofásico a partir de seus enrolamentos, um de cada vez, aumentando a tensão da fonte de alimentação gradativamente até que se alcance o valor da corrente nominal do motor. O circuito que representa os enrolamentos neste ensaio é mostrado na Figura 10.

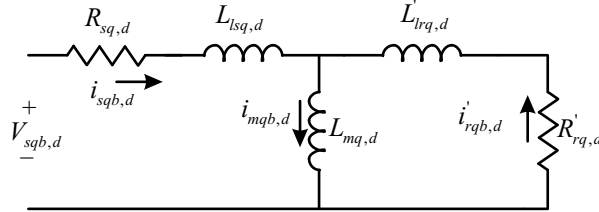


Figura 10: Circuito equivalente na operação com rotor bloqueado.

onde $V_{sqb,d}$ e $i_{sqb,d}$ são as tensões e correntes no ensaio com rotor bloqueado.

A partir da Figura 10, tem-se as seguintes equações de malha

$$V_{sqb,d} = i_{sqb,d}R_{sq,d} + jX_{lsq,d}i_{sqb,d} + jX_{mq,d}(i_{sqb,d} - i'_{rqb,d}) \quad (2.50)$$

$$V_{sqb,d} = i_{sqb,d}R_{sq,d} + jX_{lsq,d}i_{sqb,d} + R'_{rq,d}i'_{rqb,d} + jX'_{lrq,d}i'_{rqb,d} \quad (2.51)$$

onde $X'_{rq,d}$ é a reatância rotórica equivalente.

Isolando 2.50 em termos da corrente i'_{rqb} , vem,

$$i'_{rqb,d} = -\frac{V_{sqb,d}}{jX_{mq,d}} + \frac{i_{sqb,d}R_{sq,d}}{jX_{mq,d}} + \frac{(jX_{lsq,d} + jX_{mq,d})i_{sqb,d}}{jX_{mq,d}} \quad (2.52)$$

Substituindo 2.52 em 2.51 e isolando em termos de R'_{rq} e jX'_{rq} tem-se,

$$(R'_{rq,d} + jX'_{lrq,d}) = \frac{jX_{mq,d}V_{sqb,d} - jX_{mq,d}i_{sqb,d}R_{sq,d} - jX_{mq,d}jX_{lsq,d}i_{sqb,d}}{(-V_{sqb,d} + i_{sqb,d}R_{sq,d} + (jX_{lsq,d} + jX_{mq,d})i_{sqb,d})} \quad (2.53)$$

Os valores medidos no ensaio com rotor bloqueado alimentando o motor de indução monofásico pelo enrolamento principal são mostrados na Tabela 5.

Tabela 5: Medições do ensaio com rotor bloqueado - enrolamento principal

Alimentação feita pelo Enrolamento Principal - Rotor Bloqueado

$V_{princ}(V)$	$A_{princ}(A)$	$P_{ativa}(W)$	$P_{reat}(VAr)$	$P_{apar}(VA)$
5.1	0.52	1	2	3
9.5	1.76	8	15	17
15.7	3.73	33	48	58
21.5	5.89	74	93	119
27.2	7.44	135	155	205
30.3	8.34	170	187	254
48.3	9,32	220	231	318
37,3	9.94	260	265	371

A partir do ensaio a vazio, quando o motor de indução monofásico foi alimentado pelo enrolamento principal, tem-se que a soma da reatância de magnetização e da reatância estatórica, é igual a

$$jX_{mq} + jX_{lsq} = j14,45\Omega \quad (2.54)$$

Variando o valor de jX_{mq} de 1 a 14Ω , pode-se resolver numericamente a equação (2.53). A solução deste cálculo é dado na Tabela 6.

De acordo com (KOSOW, 2000) o motor de indução monofásico é de classe A ou B, devido a construção do rotor. Aqui faz-se o uso de um rotor do tipo gaiola de esquilo. Neste caso considera-se que a reatância rotórica equivalente e a estatórica são iguais.

Assim, o cálculo dos valores para jX_{lsq} , jX_{mq} , jX'_{lrq} e R'_{rq} podem ser determinados para atender a condição em que $jX_{lsq} = jX'_{lrq}$. Neste caso o valor de jX_{lsq} está entre

Tabela 6: Solução da Equação 2.53 - enrolamento principal

Alimentação feita pelo Enrolamento Principal - Rotor Bloqueado		
$X_{mq}(\Omega)$	$X_{lsq}(\Omega)$	$R'_{rq} + jX'_{lrq}(\Omega)$
1	13.45	0.01 - j0.915
2	12.45	0.04 - j1.66
3	11.45	0.097 - j2.24
4	10.45	0.17 - j2.66
5	9.45	0.27 - j2.91
6	8.45	0.39 - j2.99
7	7.45	0.52 - j2.907
8	6.45	0.69 - j2.66
9	5.45	0.87 - j2.23
10	4.45	1.08 - j1.65
11	3.45	1.3 - j0.89
12	2.45	1.55 + j0.025
13	1.45	1.8 + j1.114
14	0.45	2.10 + j2.36

$j0.45\Omega$ e $j1.45\Omega$, e o valor de jX_{mq} está entre $j13\Omega$ e $j14\Omega$. Desenvolvendo uma rotina em Matlab® com 100 pontos para variar os valores de jX_{lsq} e jX_{mq} entre os valores desejados, para se encontrar a condição de igualdade referida anteriormente, considerando as duas medidas que tem os maiores valores de corrente, tem-se

$$jX_{mq} = 13.15\Omega$$

$$jX_{lsq} = j1.3\Omega$$

$$jX'_{lrq} = j1.2917\Omega$$

$$R'_{rq} = 1.8186\Omega$$

Assim, como o ensaio foi realizado com tensão na frequência de 60Hz, vem

$$jX = 2\pi fL \quad (2.55)$$

Logo

$$L = \frac{X}{2\pi f} \quad (2.56)$$

Substituindo os valores das reatâncias na equação (2.56), vem

$$L_{mq} = 34,88mH$$

$$L_{lsq} = 3,44mH$$

$$L'_{lrq} = 3,44mH$$

$$R'_{rq} = 1,8186\Omega$$

A partir do ensaio a vazio, quando se alimentou o motor pelo enrolamento auxiliar, a partir dos dados da Tabela 4, verifica-se que a soma de $jX_{sd} + jX_{md} = j31\Omega$, com isso pode-se variar os valores de jX_{lsd} e jX_{md} de 1 a $j31\Omega$ de forma a encontrar qual a faixa de valores satisfaz a igualdade das reatâncias $jX_{lsd} = jX_{lrd}$, a partir do cálculo de (2.53). Então, a Tabela 7 mostra o cálculo numérico da equação (2.53) para variações de valores de jX_{md} e jX_{lsd} .

Tabela 7: Solução da Equação 2.53 - enrolamento auxiliar

Alimentação feita pelo Enrolamento Auxiliar - Rotor Bloqueado		
$X_{mq}(\Omega)$	$X_{lsq}(\Omega)$	$R'_{rq} + jX'_{lrq}(\Omega)$
1	30	0.0042 - j0.969
3	28	0.03 - j2.64
6	25	0.15 - j4.6
9	22	0.35 - j5.85
12	19	0.62 - j6.4
15	16	0.96 - 6.2
18	13	1.38 - j5.3
21	10	1.88 - j3.75
24	7	2.46 - j1.5
27	4	3.1 - j1.4
28	3	3.3 - j2.56
29	2	3.55 - j3.75
30	1	3.85 - j5.085

De maneira análoga ao cálculo desenvolvido para o enrolamento principal, o cálculo dos valores para jX_{lsd} , jX_{md} , jX'_{lrd} e R'_{rd} podem ser determinados para atender a condição em que $jX_{lsd} = jX'_{lrd}$. Para atender esta condição o valor de jX_{lsd} está entre $j2\Omega$ e $j3\Omega$, e o valor de jX_{mq} está entre $j28\Omega$ e $j29\Omega$. Desenvolvendo uma rotina em Matlab® com 100 pontos para variar os valores de jX_{lsd} e jX_{md} entre os valores desejados, para se encontrar a condição de igualdade referida anteriormente, considerando as duas medidas que tem os maiores valores de corrente, tem-se

$$jX_{lsd} = j2.8\Omega$$

$$jX_{md} = j28.2\Omega$$

$$jX'_{lrd} = j2.806\Omega$$

$$R'_{rd} = 3.4092\Omega$$

Considerando que o ensaio foi realizado com tensão de alimentação de 60 Hz, resulta $jX = 2\pi fL$, e portanto

$$L_{lsd} = 7.42mH$$

$$L_{md} = 74.8mH$$

$$L'_{lrd} = 7.42mH$$

$$R'_{rd} = 3.4092\Omega$$

Com a metodologia usada para o ensaio são determinados os valores dos parâmetros do motor de indução monofásico, dados na Tabela 8.

Tabela 8: Parâmetros do Motor de Indução Monofásico

Parâmetros Estimados	
R_{sq}	1.1 Ω
R_{sd}	3.8 Ω
L_{lsq}	3.44mH
L_{lsd}	7.42mH
L_{mq}	34.88mH
L_{md}	74.8mH
R'_{rq}	1.8186 Ω
R'_{rd}	3.4092 Ω
L'_{lrq}	3.44mH
L'_{lrd}	7.42mH

2.6 Validação do Modelo

Para a validação do modelo serão realizadas simulações usando os parâmetros dados pela Tabela 8. O ensaio de validação de parâmetros consiste em acionar o motor de indução monofásico real, fazendo as medidas de corrente, tensão, e velocidade. Gravam-se estes pontos para comparação com o modelo simulado.

A partir da equação (2.34) simula-se o comportamento dinâmico do motor monofásico, onde a equação é discretizada com o mesmo período de amostragem do acionamento real, a partir do método de discretização de Euler.

Assim, o ensaio consiste em alimentar o modelo com os valores das tensões reais gravadas V_{sq} e V_{sd} , e velocidade real ω_r , deixando-o independente do modelo mecânico, consequentemente independente dos parâmetros mecânicos. As saídas são as correntes estatóricas i_{sq} e i_{sd} que são comparadas com as correntes reais medidas durante o acionamento. Para comparação, aciona-se e simula-se o motor de indução monofásico com diferentes frequências.

O primeiro acionamento é realizado com a frequência da tensão de alimentação em 30Hz. A Figura 11 mostra as correntes medida e simulada do enrolamento principal neste ensaio. O tempo total de simulação foi de 3.3s.

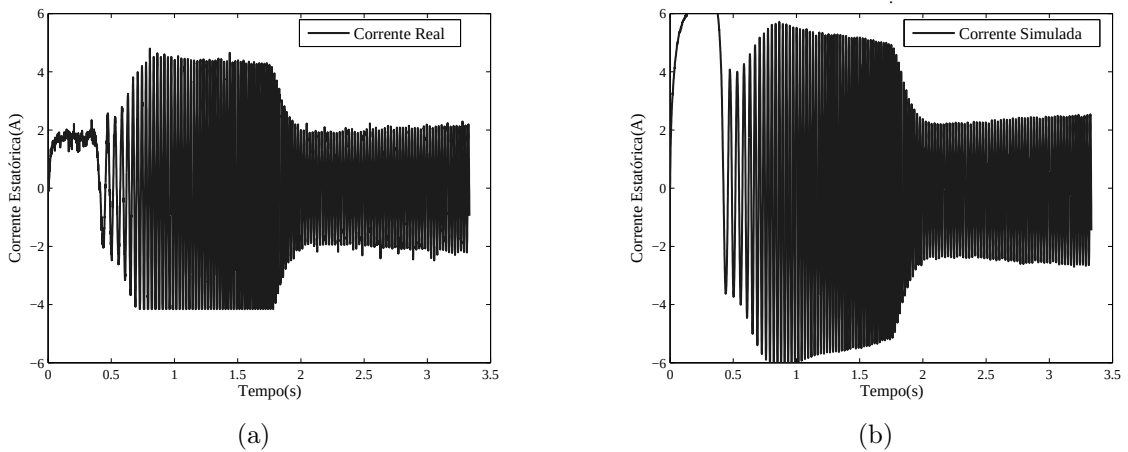


Figura 11: Correntes no enrolamento principal. (a)medida, (b)simulada.

A Figura 12 mostra as correntes medida e simulada no enrolamento auxiliar para o mesmo ensaio descrito anteriormente.

A Figura 13 mostra um detalhe nas correntes dos enrolamentos principal e auxiliar. Verifica-se nas figuras que o erro em regime é pequeno no enrolamento principal, enquanto que no enrolamento auxiliar há erro de fase entre a corrente simulada e a corrente medida.

Para se verificar a resposta do modelo para diferentes condições de velocidade, fez-se o ensaio com frequência da tensão de alimentação em 50Hz. A Figura 14 mostra a corrente no enrolamento principal medida e simulada durante o tempo de acionamento. A Figura 14 (a) apresenta uma limitação na corrente devido a saturação do sensor de efeito Hall.

A Figura 15 mostra a corrente no enrolamento auxiliar medida e simulada durante o

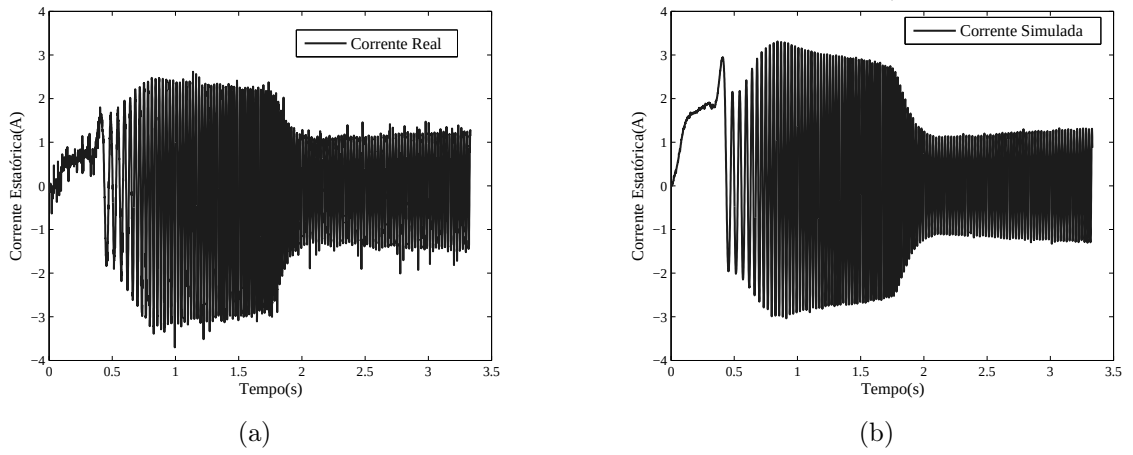


Figura 12: Correntes no enrolamento auxiliar. (a)medida, (b)simulada.

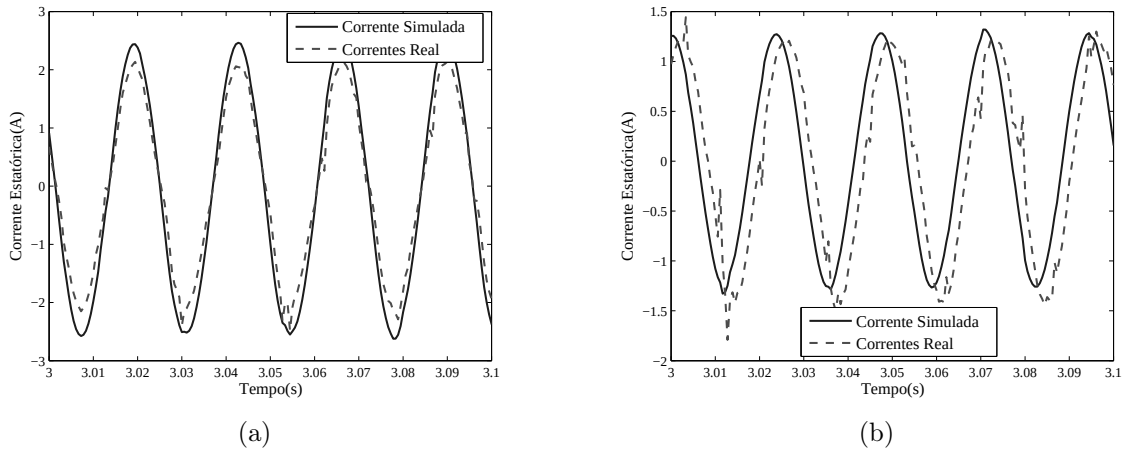


Figura 13: Comparação entre as correntes. (a)enrolamento principal, (b)enrolamento auxiliar.

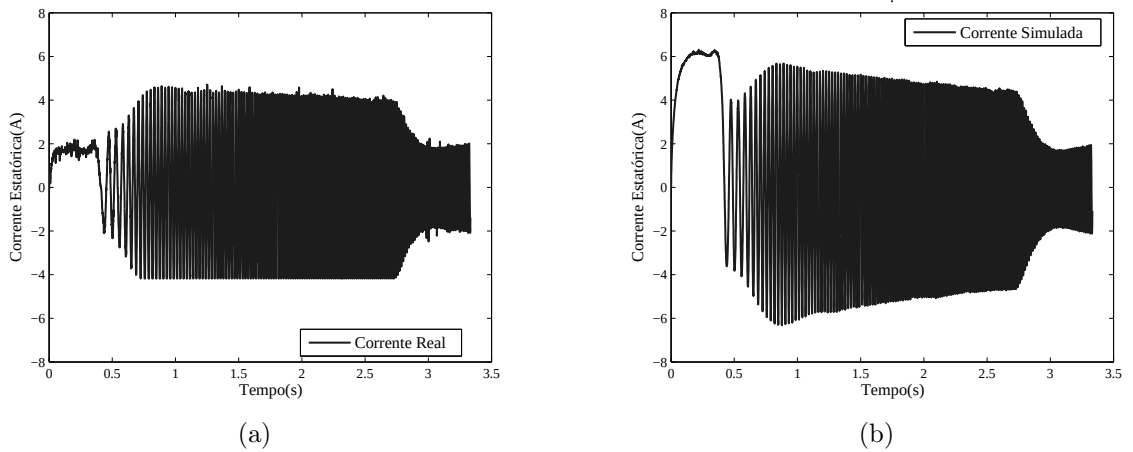


Figura 14: Correntes no enrolamento principal. (a)medida, (b)simulada.

tempo de acionamento.

A Figura 16 mostra um detalhe nas correntes dos enrolamentos principal e auxiliar.

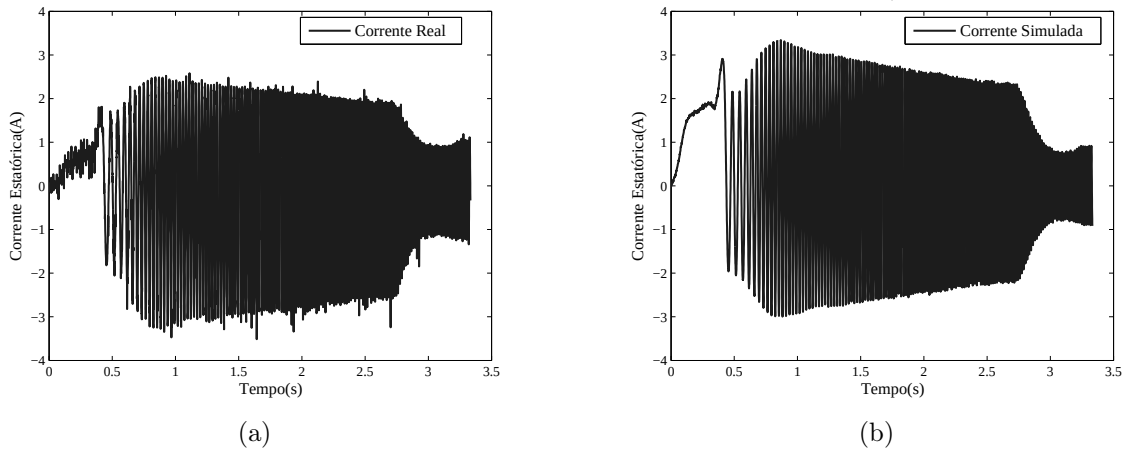


Figura 15: Correntes no enrolamento auxiliar. (a)medida, (b)simulada.

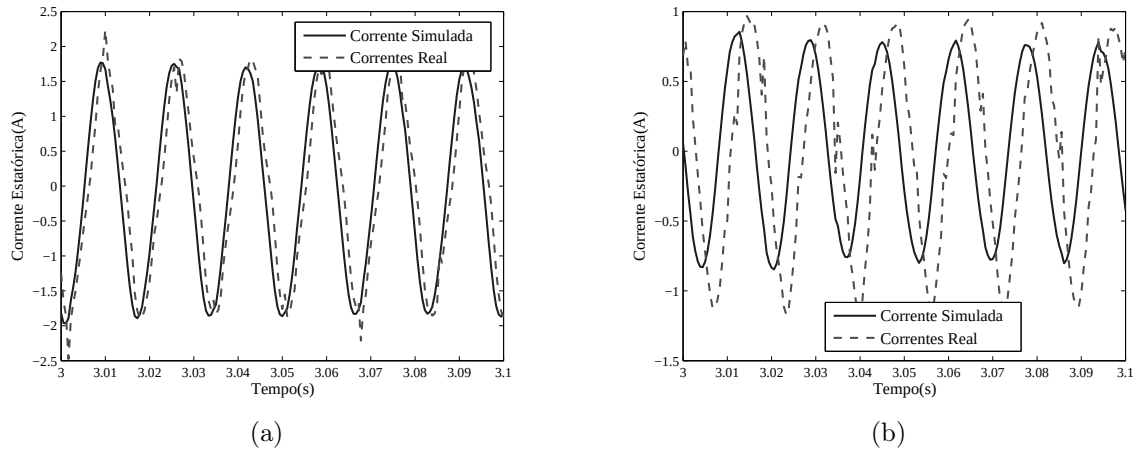


Figura 16: Correntes no enrolamento auxiliar. (a)medida, (b)simulada.

A partir da análise das Figuras 11, 12, 13, 14, 15 e 16, pode-se concluir que os parâmetros obtidos para o motor de indução monofásico representam satisfatoriamente o mesmo. Embora se verifique alguns erros de amplitude entre as correntes medidas e simuladas, que podem ser devidas a ruídos, ganhos do sensor e dinâmicas não modeladas, as correntes simuladas, sob as mesmas condições de operação real ficam próximas as correntes reais medidas.

3 *CONTROLE POR ORIENTAÇÃO NO CAMPO APLICADO A UM MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO*

3.1 Introdução

Um motor de corrente contínua convencional tem características lineares de torque/corrente e velocidade/tensão numa região fora da limitação, isto é, quando este não opera numa região de saturação. Com isso o controle de torque e velocidade pode ser realizado de maneira simples e precisa, onde a excitação de um dos enrolamentos é responsável pelo controle ou imposição de torque, enquanto o outro enrolamento é responsável pela regulação da velocidade. Porém, estes motores são menos robustos e mais caros que os motores de indução (FODOR; KATONA; SZESZTAY,), abrindo demanda de aplicações para os motores de indução.

Uma solução usada em acionamentos de alto desempenho para motores de indução trifásicos é o controle por orientação de campo, possibilitando o controle independentemente desacoplado do fluxo, e do torque, com excitação independente no motor de indução trifásico, como acontece no num motor de corrente contínua.

Vários trabalhos na literatura tratam desse tema, onde os métodos mais difundidos são o controle por orientação direta de campo (*DFOC - Direct Field Oriented Control*), e o controle por orientação indireta pelo campo (*IFOC - Indirect Field Oriented Control*). Esses métodos proporcionam melhor desempenho dinâmico que técnicas de controle escalar, como o controle V/f que ajusta a tensão de alimentação do motor a uma taxa constante de tensão e frequência através de um controlador *feedforward* (ONG, 1998).

Tendo por objetivo aplicações de alto desempenho em nível de controle do movimento, as abordagens baseadas na orientação de campo são uma alternativa interessante, mas

devido as assimetrias dos enrolamentos, as transformações básicas de desacoplamento não são realizáveis de maneira direta, devendo seguir algumas restrições como será abordado neste capítulo.

3.2 Desenvolvimento de um Modelo para Aplicação do Controle Vetorial

Quando se considera um motor de indução de dois enrolamentos assimétricos, ou um motor de indução monofásico, o único referencial onde as equações de tensão têm parâmetros constantes é o referencial estacionário (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 1995). Para aplicação de técnicas de controle vetorial, ou seja, técnicas de campo orientado é feito muitas vezes o uso de um referencial diferente do referencial estacionário, e para tanto, alguns trabalhos na literatura propõem o desenvolvimento de um novo modelo matemático do motor de indução de duas fases assimétrico, ou motor de indução monofásico. Com o desenvolvimento deste novo modelo é possível o projeto dos controladores desacoplados, com isso, se pode fazer a aplicação do controle vetorial no mesmo (VAEZ-ZADEH; HAROONI, 2005), (CORRÊA et al., 2000), (CECATI et al., 2006), (CORRÊA et al., 2004).

Para o desenvolvimento do mesmo, considera-se que as tensões, correntes e fluxos possam ser impostos com diferentes amplitudes, relacionados por um termo n que relaciona o número de espiras dos enrolamentos principal e auxiliar. Dada a matriz $\mathbf{N}$, definida como

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

então, as tensões do novo modelo, identificadas pelo sub-índice n são definidas na equação (3.2), enquanto as transformações para as correntes estatóricas e fluxos estatóricos são dados por

$$\begin{bmatrix} V_{sq}^s \\ V_{sd}^s \end{bmatrix} = \mathbf{N}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sqn}^s \\ V_{sdn}^s \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \end{bmatrix} = \mathbf{N} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq}^s \\ \phi_{sd}^s \end{bmatrix} = \mathbf{N}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

As equações das tensões estatóricas e rotóricas na forma matricial são dadas a partir de (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4) como

$$\begin{bmatrix} V_{sq}^s \\ V_{sd}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^s \\ \phi_{sd}^s \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rq}^{'s} \\ V_{rd}^{'s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{rq}' & 0 \\ 0 & R_{rd}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^{'s} \\ i_{rd}^{'s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^{'s} \\ \phi_{rd}^{'s} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1/n \\ n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^{'s} \\ \phi_{rd}^{'s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Reescrevendo na forma matricial as equações dos fluxos dadas pelas equações (2.7), (2.8), (2.9), e (2.10), tem-se

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq}^s \\ \phi_{sd}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sq} & 0 \\ 0 & L_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rq}^{'s} \\ \phi_{rd}^{'s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rq}' & 0 \\ 0 & L_{rd}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^{'s} \\ i_{rd}^{'s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Aplicando a equação (3.1), de acordo com (3.2), (3.3) e (3.4), a equação (3.5) pode ser reescrita da forma

$$\mathbf{N}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sqn}^s \\ V_{sdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \mathbf{N} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \mathbf{N}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Então tem-se

$$\begin{bmatrix} V_{sqn}^s \\ V_{sdn}^s \end{bmatrix} = \mathbf{N} \begin{bmatrix} R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \mathbf{N} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \mathbf{N} \frac{d}{dt} \mathbf{N}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Assim,

$$\begin{bmatrix} V_{sqn}^s \\ V_{sdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1/n & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Resolvendo (3.11), resulta

$$\begin{bmatrix} V_{sqn}^s \\ V_{sdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n^2 R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Modificando a matriz das resistências, na equação (3.12) para se ter apenas uma resistência, advém

$$\begin{bmatrix} V_{sqn}^s \\ V_{sdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n^2 R_{sq} + R_{sd} - R_{sd} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Então, tem-se também

$$\begin{bmatrix} V_{sqn}^s \\ V_{sdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sd} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (n^2 R_{sq} - R_{sd}) i_{sqn}^s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Assumindo que o termo $(n^2 R_{sq} - R_{sd})$ tende a zero, ou seja $(n^2 R_{sq} \approx R_{sd})$, a equação (3.14) pode ser reescrita como

$$\begin{bmatrix} V_{sqn}^s \\ V_{sdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sd} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Considerando que fazendo a imposição das correntes e tensões estatóricas de maneira assimétrica, e que esta assimetria é refletida nas tensões, correntes e fluxos dos enrolamentos rotóricos, então, pode-se reescrever a equação matricial das tensões rotóricas como

$$\mathbf{N} \begin{bmatrix} R'_{rq} & 0 \\ 0 & R'_{rd} \end{bmatrix} \mathbf{N} \begin{bmatrix} i'_{rqn} \\ i'_{rdn} \end{bmatrix} + \mathbf{N} \frac{d}{dt} \mathbf{N}^{-1} \begin{bmatrix} \phi'_{rqn} \\ \phi'_{rdn} \end{bmatrix} + \omega_r \mathbf{N} \begin{bmatrix} 0 & -1/n \\ n & 0 \end{bmatrix} \mathbf{N}^{-1} \begin{bmatrix} \phi'_{rqn} \\ \phi'_{rdn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Resolvendo a equação (3.16), tem-se

$$\begin{bmatrix} n^2 R'_{rq} & 0 \\ 0 & R'_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{sqn} \\ i'_{sdn} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi'_{sqn} \\ \phi'_{sdn} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi'_{sqn} \\ \phi'_{sdn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Fazendo a consideração que $(n^2 R_{rq} - R_{rd})$ tende a zero, a equação (3.17) pode ser reescrita na forma

$$\begin{bmatrix} V'_{sqn} \\ V'_{sdn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'_{rd} & 0 \\ 0 & R'_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{sqn} \\ i'_{sdn} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi'_{sqn} \\ \phi'_{sdn} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi'_{sqn} \\ \phi'_{sdn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Reescrevendo os fluxos estatóricos, com a imposição das correntes e tensões, tem-se

$$\mathbf{N}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sq} & 0 \\ 0 & L_{sd} \end{bmatrix} \mathbf{N} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Resolvendo a equação (3.20), resulta

$$\begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n^2 L_{sq} & 0 \\ 0 & L_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

ou ainda,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} (n^2 L_{sq} - L_{sd}) i_{sqn}^s \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (n L_{mq} - L_{md}) i_{rq}^s \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Se os parâmetros do motor de indução monofásico podem ser relacionados pelo número de espiras de forma tal que os termos $(n L_{mq} - L_{md})$, e $(n^2 L_{sq} - L_{sd})$ tendam a zero, pode-se simplificar, a equação dos fluxos como

$$\begin{bmatrix} \phi_{sqn}^s \\ \phi_{sdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn}^s \\ i_{sdn}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Para a equação dos fluxos rotóricos, fazem-se as mesmas considerações da equação (3.22), o que resulta na equação (3.23),

$$\begin{bmatrix} \phi_{rqn}^s \\ \phi_{rdn}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rqn}^s \\ i_{rdn}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

A equação do Torque Eletromagnético, dada em (2.35) pode ser reescrita da forma,

$$T_e = pL_{md}(i_{sqn}^s i_{rdn}'^s - i_{sdn}^s i_{rqn}'^s) \quad (3.24)$$

A partir das equações (3.15), (3.18), (3.22) e (3.23) pode-se obter um novo modelo, o qual neste caso, é referenciado ao enrolamento auxiliar, onde os parâmetros são constantes para a utilização de um referencial síncrono. Na literatura este modelo é chamado de modelo "quase-invariante no tempo". A partir deste modelo pode-se fazer os projetos dos controladores de correntes, com orientação no campo (CORRÊA et al., 2005).

3.3 Transformação de Park

A transformação de Park é uma ferramenta matemática que tem como objetivo simplificar as equações das máquinas elétricas. Para isso introduz-se um conjunto de variáveis hipotéticas (CÂMARA, 2002). O par de enrolamentos rotóricos girantes, pode ser convertido em um par de enrolamentos em fase e estacionários em relação aos outros dois, estatóricos, dependendo do sistema de referência escolhido.

A partir de desenvolvimento do modelo equilibrado é possível a aplicação da transformação de Park ao SPIM, com parâmetros constantes. Considerando um referencial arbitrário, onde o vetor genérico $\mathbf{f}_{qd}^x$, conforme ilustra a Figura 17 pode relacionar as variáveis do estator e do rotor em função dos ângulos δ_x e θ_x .

Com isso pode-se definir uma matriz mudança de base, que relaciona as variáveis do estator $\mathbf{f}_{sqd}$, com o sistema de referência arbitrário $\mathbf{f}_{qd}^x$ é dado na equação

$$\mathbf{f}_{sqd} = \begin{bmatrix} \cos \theta_x & -\text{sen} \theta_x \\ \text{sen} \theta_x & \cos \theta_x \end{bmatrix} \mathbf{f}_{qd}^x \quad (3.25)$$

onde θ_x é o ângulo formado entre $\mathbf{f}_{sqd}$ e $\mathbf{f}_{qd}^x$.

Também é possível definir-se uma matriz mudança de base que relaciona as variáveis do rotor $\mathbf{f}_{rqd}$, com o sistema de referência arbitrário, a qual é dada na seguinte equação,

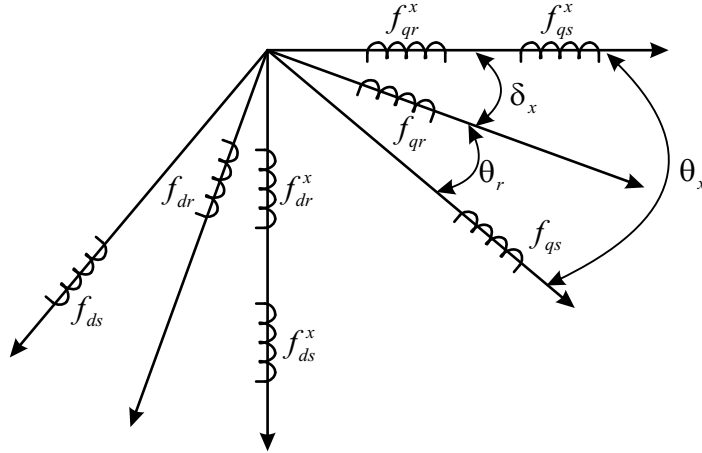


Figura 17: Transformação de Park aplicada as variáveis em quadratura do estator e do rotor.

$$\mathbf{f}_{rqd} = \begin{bmatrix} \cos \delta_x & -\sin \delta_x \\ \sin \delta_x & \cos \delta_x \end{bmatrix} \mathbf{f}_{qd}^x \quad (3.26)$$

onde δ_x é o ângulo formado entre $\mathbf{f}_{rqd}$ e $\mathbf{f}_{qd}^x$.

A partir da figura pode-se obter,

$$\delta_x = \theta_x - \theta_r \quad (3.27)$$

onde θ_r é a posição do rotor em função da velocidade ω_r , dado por

$$\omega_r = \int \omega_r dt \quad (3.28)$$

Três sistemas de referência são comumente usados, obtidos pela definição do ângulo θ_x conforme mostra a Tabela 9 (HAFFNER, 1998).

Tabela 9: Escolha de ω_x em função do sistema de referência.

$\omega_x = 0$	Sistema de Referência Estacionário
$\omega_x = \omega_r$	Sistema de Referência Móvel
$\omega_x = \omega_e$	Sistema de Referência Síncrono

No sistema de referência estacionário, com $\theta_x = 0$ o sistema de referência escolhido é o estator. Já no sistema de referência móvel, com $\theta_x = \theta_r$ o sistema de referência escolhido é o rotor. No sistema de referência síncrono, com $\theta_x = \theta_e$, onde θ_e é a posição instantânea do campo do estator, e o sistema de referência escolhido é a velocidade síncrona do campo

girante.

O sistema de referência síncrono se caracteriza por transformar as variáveis alternadas do sistema de coordenadas bifásico em variáveis contínuas. A Figura 18 ilustra esse sistema de referência, onde o par de enrolamentos girantes qd são transformados num par de enrolamentos qd com índice e , em fase e estacionários em relação aos outros dois. Esses enrolamentos também são chamados psedo-girantes.

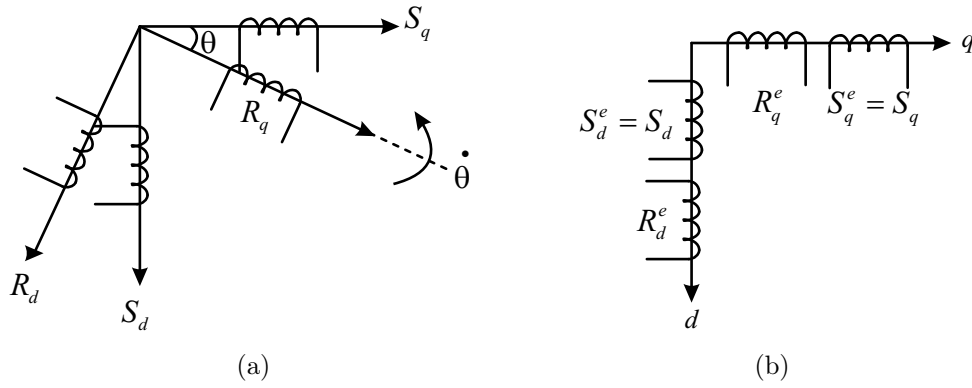


Figura 18: Sistemas de Eixos da Transformação de Park. (a)Par de enrolamentos qd girantes. (b)Par de enrolamentos qd estacionários.

A partir da Figura 19 é possível obter a Matriz de Park, para utilização do referencial síncrono, com $\theta_x = \theta_e$, dada pela equação (3.29), que relaciona as tensões e correntes normalizadas de referencial girante, para um referencial estacionário em relação aos outros enrolamentos.

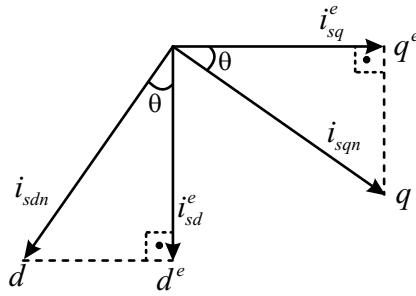


Figura 19: Sistemas de Eixos da Transformação de Park.

$$\begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn} \\ i_{sdn} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Com isso pode-se definir uma matriz $\mathbf{k}$ dada por (3.30), que transforma enrolamentos girantes em enrolamentos estacionários.

$$\mathbf{k} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Assim, pode-se escrever que a transformação de variáveis girantes, sejam elas correntes, tensões ou fluxos, para estacionárias utilizando-se a equação (3.31).

$$\mathbf{f}_{qd}^e = \mathbf{k} \mathbf{f}_{qd} \quad (3.31)$$

onde $\mathbf{f}$ é um vetor genérico que pode representar os vetores tensão, corrente ou fluxo. A transformação inversa também pode ser realizada,

$$\mathbf{f}_{qd} = \mathbf{k}^{-1} \mathbf{f}_{qd}^e \quad (3.32)$$

A equação (3.29) mostra a Transformação de Park para o caso onde os enrolamentos girantes estão deslocados em 90° . Para o motor de indução monofásico deve-se impor tensões com defasagem de 90° entre a tensão do enrolamento principal e a tensão do enrolamento auxiliar, mas como as impedâncias dos enrolamentos são diferentes, é esperado que as correntes resultantes nesses enrolamentos tenham defasagem diferente de 90° . Assim, quando se considera a transformação das variáveis que envolvem correntes medidas deve-se considerar que o ângulo entre elas é maior que 90° , existe a presença de um ângulo de acoplamento ac que é somado ao ângulo da corrente do enrolamento de maior impedância, logo, esse termo deve ser somado ao ângulo θ conforme mostra a Figura 20. Onde ac representa uma constante que define a compensação para correção para defasagem diferente de 90° na medição das correntes. A partir de experimentos práticos, em malha aberta e malha fechada, verificou-se que na imposição de tensões com defasagem de 90° , o termo ac das correntes estatóricas teve valor praticamente constante, ao redor de 10° , para diferentes frequências que foi feito o acionamento do motor monofásico.

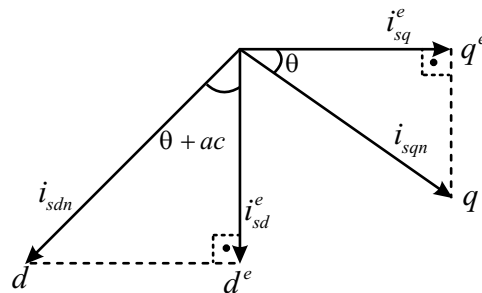


Figura 20: Sistemas de Eixos da Transformação de Park modificada.

A partir da Figura 20 obtém-se a equação para transformação das correntes com defasagem diferente de 90° de um referencial girante no tempo para um referencial estacionário no tempo.

$$\begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen}(\theta + ac) \\ \text{sen} \theta & \cos(\theta + ac) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sqn} \\ i_{sdn} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Para simplificação das equações na obtenção do novo modelo, considera-se que a defasagem entre as correntes seja de 90° . Entretanto, quando se dá a implementação deve-se levar em conta o termo ac que depende dos valores das impedâncias dos enrolamentos. Assim, aplicando a transformação dada na equação (3.29) na equação (3.15) resulta

$$\begin{bmatrix} V_{sq}^e \\ V_{sd}^e \end{bmatrix} = \mathbf{k}^{-1} \begin{bmatrix} R_{sd} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \mathbf{k} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} + \mathbf{k}^{-1} \frac{d}{dt} \mathbf{k} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Resolvendo a parte referente ao segundo termo

$$\mathbf{k}^{-1} \frac{d}{dt} \left(\mathbf{k} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} \right) = \mathbf{k}^{-1} \mathbf{k} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} + \mathbf{k}^{-1} \frac{d}{dt} \mathbf{k} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Assim,

$$\mathbf{k}^{-1} \frac{d}{dt} \left(\mathbf{k} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{sq}^e \\ \dot{\phi}_{sd}^e \end{bmatrix} + \mathbf{k}^{-1} \frac{d\mathbf{k}}{d\theta} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.36)$$

Definindo $\omega = \frac{d\theta}{dt}$, como a velocidade do campo girante, ou velocidade síncrona, tem-se

$$\mathbf{k}^{-1} \frac{d}{dt} \left(\mathbf{k} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{sq}^e \\ \dot{\phi}_{sd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} \omega \quad (3.37)$$

Com isto, a equação (3.38) pode ser reescrita na forma,

$$\begin{bmatrix} V_{sq}^e \\ V_{sd}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sd} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{sq}^e \\ \dot{\phi}_{sd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} \omega \quad (3.38)$$

Aplicando a transformação de park nas equações dos fluxos (3.22), e (3.23), resulta,

respectivamente

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^e \\ i_{rd}^e \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^e \\ i_{rd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

As tensões rotóricas em variáveis qd^e para um motor de indução monofásico são dadas por

$$\begin{bmatrix} V_{rq}^e \\ V_{rd}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{rd} & 0 \\ 0 & R_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^e \\ i_{rd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{rq}^e \\ \dot{\phi}_{rd}^e \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Aplicando a transformação de park na equação das tensões rotóricas,

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'_{rd} & 0 \\ 0 & R'_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rq}^e \\ i_{rd}^e \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

3.4 Controle por Orientação Indireta no Campo Aplicado a um Motor de Indução Monofásico

De acordo com (ONG, 1998) para operações em baixa velocidade, e para controle de posição o uso do controle por orientação direta de campo é limitado em função da estimação de fluxo, que devido a integrações para se obter o mesmo tem problemas de drift. Com isso a alternativa comumente usada é a orientação indireta de campo. No entanto, para aplicação do controle por orientação indireta de campo é necessário o conhecimento do escorregamento, ou o conhecimento da velocidade síncrona da máquina de indução. Assim, a seguir serão desenvolvidas algumas equações para o cálculo da velocidade síncrona.

A partir de (3.39) é possível escrever

$$\begin{bmatrix} i_{rq}^e \\ i_{rd}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{md}} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} - \frac{L_{sd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

e de (3.40) pode-se obter

$$\begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} = L_{rd} \begin{bmatrix} i_{rq}^e \\ i_{rd}^e \end{bmatrix} + L_{md} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Substituindo (3.43) em (3.44), tem-se

$$\begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} = \frac{L_{rd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} + \frac{L_{md}^2 - L_r L_{sd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Ou

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} = \frac{L_{md}}{L_{rd}} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} + \frac{L_{rd} L_{sd} - L_{md}^2}{L_{rd}} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Substituindo (3.43) na equação das tensões rotóricas (3.41), tem-se

$$\begin{bmatrix} v_{rq}^e \\ v_{rd}^e \end{bmatrix} = \frac{R_{rd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} - \frac{R_{rd} L_{sd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{rq}^e \\ \dot{\phi}_{rd}^e \end{bmatrix} + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Derivando (3.45) e substituindo em (3.47), advém

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{R_{rd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} - \frac{R_{rd} L_{sd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} + \frac{L_{rd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{sq}^e \\ \dot{\phi}_{sd}^e \end{bmatrix} + \frac{L_{md}^2 - L_r L_{sd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sq}^e \\ \dot{i}_{sd}^e \end{bmatrix} + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Substituindo (3.46) e sua derivada em (3.48), resulta

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \left(\frac{R_{rd}}{L_{rd}} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} + \frac{R_r}{L_{rd}} \frac{L_{rd}L_{sd} - L_{md}^2}{L_{md}} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} \right) - \frac{R_{rd}L_{sd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} \\
 &+ \left(\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{rq}^e \\ \dot{\phi}_{rd}^e \end{bmatrix} + \frac{L_{rd}L_{sd} - L_{md}^2}{L_{md}} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sq}^e \\ \dot{i}_{sd}^e \end{bmatrix} \right) + \frac{L_{md}^2 - L_{rd}L_{sd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sq}^e \\ \dot{i}_{sd}^e \end{bmatrix} \\
 &+ (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

Simplificando (3.49) resulta

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\tau_{rd}} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} - \frac{L_{md}}{\tau_{rd}} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{rq}^e \\ \dot{\phi}_{rd}^e \end{bmatrix} + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} \tag{3.50}$$

onde $\tau_{rd} = \frac{L'_{rd}}{R'_{rd}}$

Rearranjando (3.50), tem-se

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{rq}^e \\ \dot{\phi}_{rd}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{md}}{\tau_{rd}} & 0 & -\frac{1}{\tau_{rd}} & (\omega - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_{md}}{\tau_{rd}} & -(\omega - \omega_r) & -\frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \\ \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} \tag{3.51}$$

Reescrevendo (3.38), obtém-se

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{sq}^e \\ \dot{\phi}_{sd}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sq}^e \\ v_{sd}^e \end{bmatrix} - R_{sd} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sq}^e \\ \phi_{sd}^e \end{bmatrix} \tag{3.52}$$

Substituindo (3.46) em (3.52), advém

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{sq}^e \\ \dot{\phi}_{sd}^e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_{sq}^e \\ v_{sd}^e \end{bmatrix} - R_{sd} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \frac{L_{md}}{L_{rd}} \\ -\omega \frac{L_{md}}{L_{rd}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & \omega \frac{L_{rd}L_{sd} - L_{md}^2}{L_{rd}} \\ -\omega \frac{L_{rd}L_{sd} - L_{md}^2}{L_{rd}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.53}$$

Substituindo (3.46) e (3.53) em (3.48), tem-se

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sq}^e \\ \dot{i}_{sd}^e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{L_{md}^2}{\tau_{rd}L_{rd}L_{sd}\sigma_d} - \frac{R_{sd}}{L_{sd}\sigma_d} & \omega \\ -\omega & -\frac{L_{md}^2}{\tau_{rd}L_{rd}L_{sd}\sigma_d} - \frac{R_{sd}}{L_{sd}\sigma_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_{rd}} \frac{L_{md}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} & -\omega_r \frac{L_{md}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} \\ -\omega_r \frac{L_{md}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} & \frac{1}{\tau_{rd}} \frac{L_{md}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} + \frac{L_{rd}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} \begin{bmatrix} v_{sq}^e \\ v_{sd}^e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.54)$$

onde, $\sigma_d = 1 - \frac{L_{md}^2}{L_{rd}L_{sd}}$

Considerando que no referencial síncrono, o eixo de coordenadas d encontra-se alinhado sobre o mesmo, pode-se dizer que $\phi_{rd} = 0$, ou

$$\phi_{rqd} = \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

De (3.54) e (3.55) resulta

$$\begin{aligned} \dot{i}_{sq}^e &= \left(-\frac{L_{md}^2}{\tau_{rd}L_{rd}L_{sd}\sigma_d} - \frac{R_{sd}}{L_{sd}\sigma_d} \right) i_{sq}^e + \omega i_{sd}^e + \frac{1}{\tau_{rd}} \frac{L_{md}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} \phi_{rq}^e - \omega_r \frac{L_{md}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} \phi_{rd}^e \\ &+ \frac{L_{rd}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} v_{sq}^e \end{aligned} \quad (3.56)$$

Em razão de (3.55), (3.42) torna-se

$$\begin{bmatrix} v_{rq}^e \\ v_{rd}^e \end{bmatrix} = R_{rd} \begin{bmatrix} i_{rq}^e \\ i_{rd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{rq}^e \\ 0 \end{bmatrix} + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

Substituindo (3.43) em (3.57), resulta

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{R_{rd}}{L_{rd}} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ \phi_{rd}^e \end{bmatrix} - \frac{R_{rd}L_{md}}{L_{rd}} \begin{bmatrix} i_{sq}^e \\ i_{sd}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{rq}^e \\ 0 \end{bmatrix} + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq}^e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

No eixo "q", tem-se que

$$0 = \frac{R_{rd}}{L_{rd}} \phi_{rq}^e - \frac{R_r L_{md}}{L_{rd}} i_{sq}^e + \dot{\phi}_{rq}^e \quad (3.59)$$

e no eixo "d", tem-se também

$$0 = \frac{R_{rd}}{L_{rd}} \phi_{rd}^e - \frac{R_{rd} L_{md}}{L_{rd}} i_{sd}^e + (\omega - \omega_r) \phi_{rq}^e \quad (3.60)$$

A partir de (3.59) se obtém a dinâmica do fluxo rotórico para o eixo "q":

$$\dot{\phi}_{rq}^e + \frac{R_{rd}}{L_{rd}} \phi_{rq}^e = \frac{R_{rd} L_{md}}{L_{rd}} i_{sq}^e \quad (3.61)$$

Considerando-se que o motor esta em regime permanente, então i_{sq} é constante, e

$$\frac{R'_{rd}}{L_{rd}} \phi_{rq}^e = \frac{R'_{rd} L_{md}}{L_{rd}} i_{sq}^e \quad (3.62)$$

Assim,

$$\phi_{rq}^e = L_{md} i_{sq}^e \quad (3.63)$$

Substituindo-se (3.63) em (3.60), obtém-se a equação (3.64), onde é calculado a velocidade síncrona do motor de indução monofásico.

$$\omega = p\omega_r + \frac{R_{rd} i_{sd}^e}{L_{rd} i_{sq}^e} \quad (3.64)$$

Segundo (ONG, 1998), para se atender a condição de orientação indireta de campo, o fluxo rotórico deve ser controlado pela regulação da corrente i_{sq}^e a partir de um desejado nível de fluxo rotórico ϕ_r^* , e então, com a referência de fluxo rotórico pode ser calculada a corrente i_{sq}^{e*} a partir da equação

$$\phi_r^* = \frac{R_{rd} L_{md}}{R_{rd} + L_{rd} \rho} i_{sq}^{e*} \quad (3.65)$$

Para o Torque Eletromagnético desejado o valor da corrente i_{sd}^{e*} é dado por

$$T_e^* = \frac{p}{2} \frac{L_{md}}{L_{rd}} \phi_{rq}^{e*} i_{sd}^{e*} \quad (3.66)$$

A Figura 21 mostra o diagrama de blocos da técnica de controle por orientação indireta

do campo. T_e^* e ϕ_{rq}^{e*} representam o torque eletromagnético e o fluxo de referência. No bloco "Controladores PI" é gerada a lei de controle e são realizadas as transformações de park. ω_{sl} é o escorregamento.

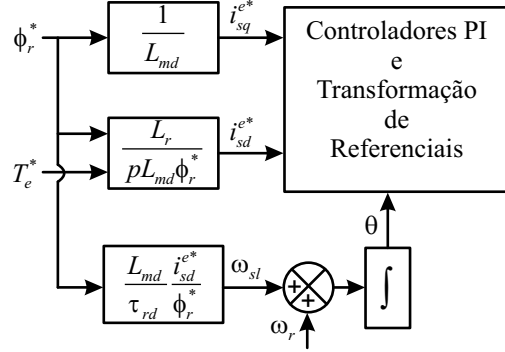


Figura 21: Diagrama de blocos do controle IFOC.

A partir das equações (3.63) e (3.66), pode-se calcular o torque eletromagnético a partir da equação (3.67),

$$T_e^* = \frac{p}{2} \frac{L_{md}^2}{L_{rd}} i_{sq}^{e*} i_{sd}^{e*} \quad (3.67)$$

A função de Transferência para projeto dos controladores de corrente pode ser obtida com as equações a seguir. Devido a (3.63), (3.55) pode ser reescrita da forma

$$\dot{i}_{sq}^e = -\frac{R_{sd}}{\sigma_d L_{sd}} i_{sq}^e + \omega i_{sd}^e + \frac{1}{\sigma_d L_{sd}} v_{sq}^e \quad (3.68)$$

Aplicando a Transformada de Laplace na equação (3.68), tem-se

$$s i_{sq}^e(s) = -\frac{R_{sd}}{\sigma_d L_{sd}} i_{sq}^e(s) + \omega i_{sd}^e(s) + \frac{1}{\sigma_d L_{sd}} v_{sq}^e(s) \quad (3.69)$$

Reescrevendo a equação (3.69),

$$\frac{i_{sq}^e(s)}{\omega i_{sd}^e(s) \sigma_d L_{sd} + v_{sq}^e(s)} = \frac{1}{s \sigma_d L_{sd} + R_{sd}} \quad (3.70)$$

A partir de (3.54) tem-se ainda,

$$\dot{i}_{sd}^e = -\omega i_{sq}^e - \frac{R_{sd}}{L_{sd} \sigma_d} i_{sd}^e - \frac{L_{md}^2}{\tau_{rd} L_{rd} L_{sd} \sigma_d} i_{sd}^e - \omega_r \frac{L_{md}}{L_{rd} L_{sd} \sigma_d} \phi_{rq}^e + \frac{1}{L_{sd} \sigma_d} v_{sd}^e \quad (3.71)$$

De (3.51) pode-se obter,

$$\dot{\phi}_{rd}^e = \frac{L_{md}}{\tau_{rd}} i_{sd}^e - (\omega - \omega_r) \phi_{rq}^e - \frac{1}{\tau_{rd}} \phi_{rd}^e \quad (3.72)$$

Então de (3.55) e (3.72) obtém-se,

$$i_{sd}^e = (\omega - \omega_r) \phi_{rq}^e \frac{\tau_{rd}}{L_{md}} \quad (3.73)$$

Substituindo (3.73) em (3.71), resulta

$$\dot{i}_{sd}^e = -\omega i_{sq}^e - \frac{R_{sd}}{L_{sd}\sigma_d} i_{sd}^e - \omega \frac{L_{md}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} \phi_{rq}^e + \frac{1}{L_{sd}\sigma_d} v_{sd}^e \quad (3.74)$$

Considerando ϕ_{rq}^e constante, o termo $-\omega \frac{L_{md}}{L_{rd}L_{sd}\sigma_d} \phi_{rq}^e$ pode ser considerado um distúrbio e assim (3.74) pode ser reescrita como

$$\dot{i}_{sd}^e L_{sd}\sigma_d = -L_{sd}\sigma_d \omega i_{sq}^e - R_{sd} i_{sd}^e + v_{sd}^e \quad (3.75)$$

Aplicando a Transformada de Laplace na equação (3.75), tem-se

$$s i_{sd}^e(s) L_{sd}\sigma_d = -L_{sd}\sigma_d \omega i_{sq}^e(s) - R_{sd} i_{sd}^e(s) + v_{sd}^e(s) \quad (3.76)$$

Assim, a função de transferência é dada por

$$\frac{i_{sd}^e(s)}{v_{sd}^e(s) - L_{sd}\sigma_d \omega i_{sq}^e(s)} = \frac{1}{s L_{sd}\sigma_d + R_{sd}} \quad (3.77)$$

A Figura 22 mostra o diagrama da planta no referencial síncrono referido ao enrolamento auxiliar.

3.5 Resultados de Simulação

Para a verificação do método de controle proposto neste capítulo serão realizados algumas simulações que demonstram a funcionalidade do mesmo. Para simulação serão considerados os parâmetros elétricos dados na Tabela 8. A simulação é desenvolvida em software Matlab®, as equações dinâmicas são discretizadas usando o método de Euler, com período de amostragem de $t_s = \frac{1}{1800}s$ e desconsidera-se na simulação os efeitos do

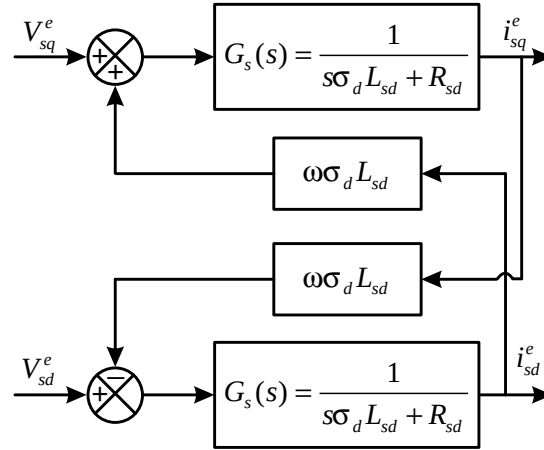


Figura 22: Modelo desacoplado para projeto dos controladores.

inversor. A Figura 23 mostra o diagrama de blocos do sistema simulado, sendo que as equações dinâmicas que descrevem o comportamento dinâmico do motor de indução monofásico são as apresentadas no capítulo 2. Considera-se neste caso que é realizada a medição da velocidade simulada. O projeto dos controladores de correntes e de velocidade são apresentados no Apêndice A.

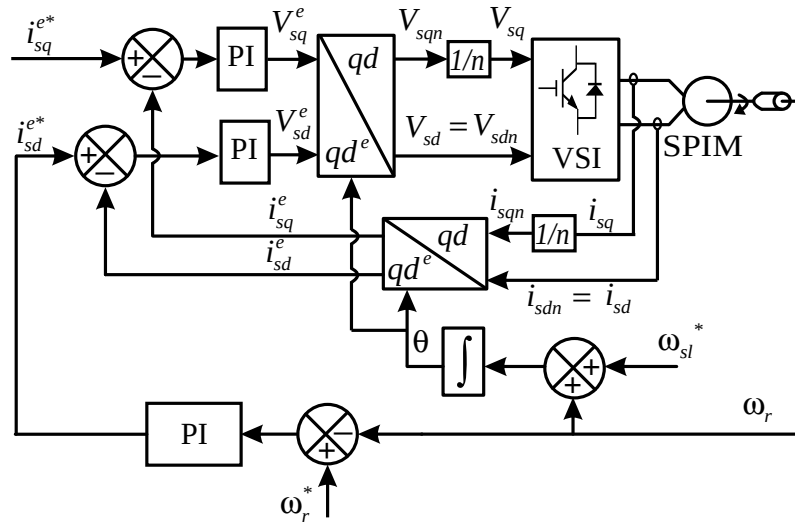


Figura 23: Diagrama de blocos do sistema simulado.

A Figura 24 mostra a resposta de velocidade do sistema simulado frente a referência do tipo rampa até atingir um valor máximo, com aceleração constante. Quando a referência atinge este valor máximo, esse valor permanece constante até o final da simulação.

A partir da Figura 24 verifica-se que o controlador PI para o erro de velocidade, apresenta erro no transitório, mas garante erro zero em regime permanente. A Figura 25 mostra o torque eletromagnético desenvolvido para a resposta de velocidade da Figura

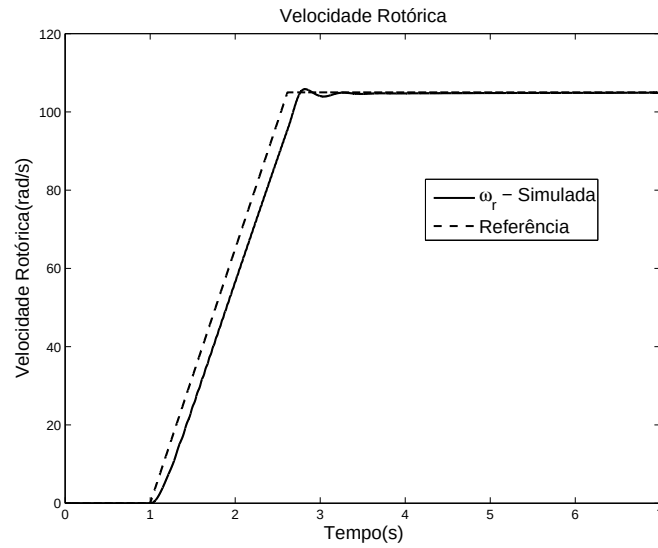


Figura 24: Resposta de Velocidade a uma referência.

24, calculado a partir da equação (3.67). Verifica-se nesta figura que o torque resultante apresenta oscilações características do motor assimétrico.

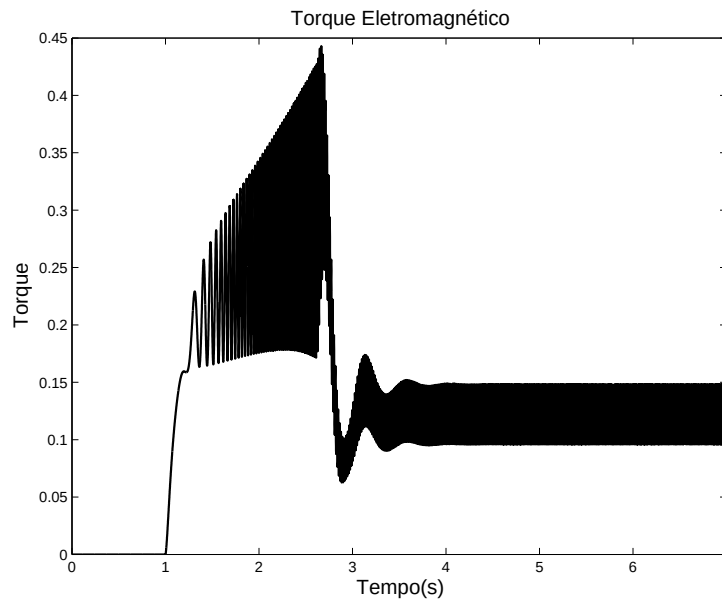


Figura 25: Torque Eletromagnético.

As Figuras 26 (a) e (b) mostram as correntes estatóricas simuladas. A Figura 26(a) mostra o comportamento das correntes estatóricas durante todo o período de simulação, enquanto que a Figura 26(b) mostra o detalhe dessas correntes entre os instantes 4,0s e 4,1s. Verifica-se nesta figura a assimetria de amplitudes nas correntes simuladas, onde a corrente do enrolamento principal i_{sq} , devido a sua menor impedância tem uma amplitude maior.

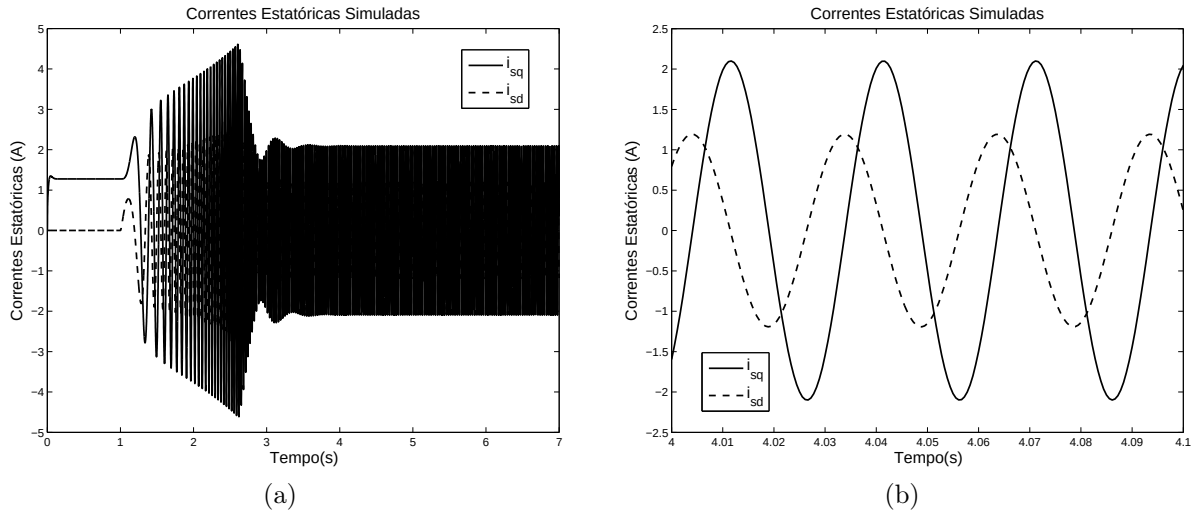


Figura 26: Correntes Estatóricas. (a) Durante todo tempo de Simulação, (b) Zoom no tempo entre $t=4,0s$ e $4,1s$.

As Figuras 27 (a) e (b) mostram as tensões estatóricas simuladas. Novamente a Figura 27(a) mostra o comportamento das tensões de alimentação do motor de indução monofásico durante todo o tempo de simulação, enquanto a Figura 27(b) mostra uma aproximação no tempo compreendido entre os instantes 4,0 e 4,1s, Nesta figura é possível visualizar que a tensão no enrolamento auxiliar (V_{sd}) é de maior amplitude que a tensão no enrolamento principal (V_{sq}) e que isto acontece para compensar a assimetria dos enrolamentos.

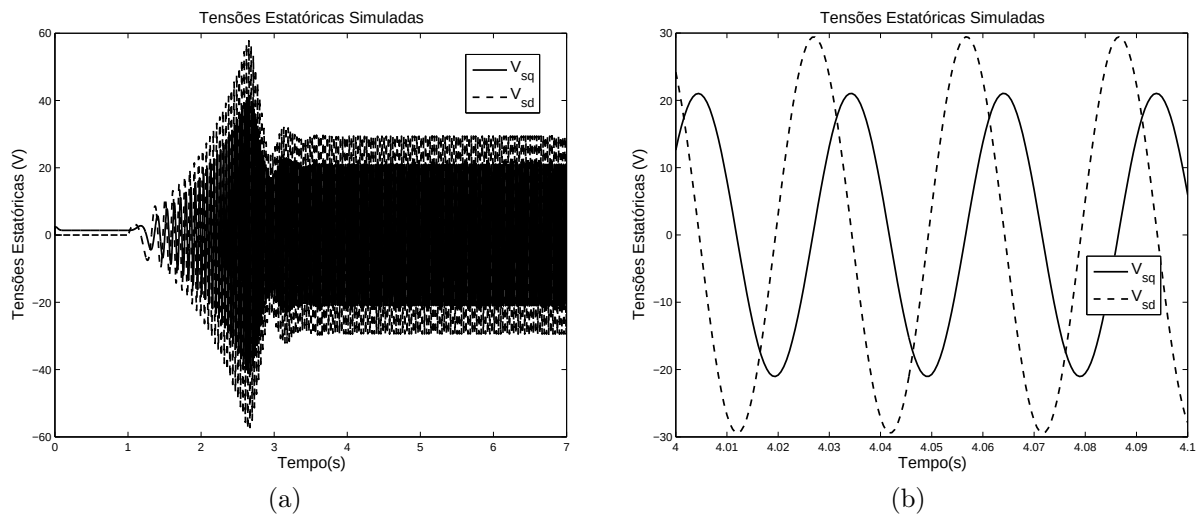


Figura 27: Tensões Estatóricas. (a) Durante todo tempo de Simulação, (b) Zoom entre $t=4,0s$ e $4,1s$

As Figuras 28(a) e (b) mostram as correntes em eixos q e d , no referencial síncrono, respectivamente. A partir dessas figuras pode-se verificar que não há um completo desacoplamento entre as correntes nos eixos q e d , mas verifica-se que estas, na média ficam em torno do valor de referência.

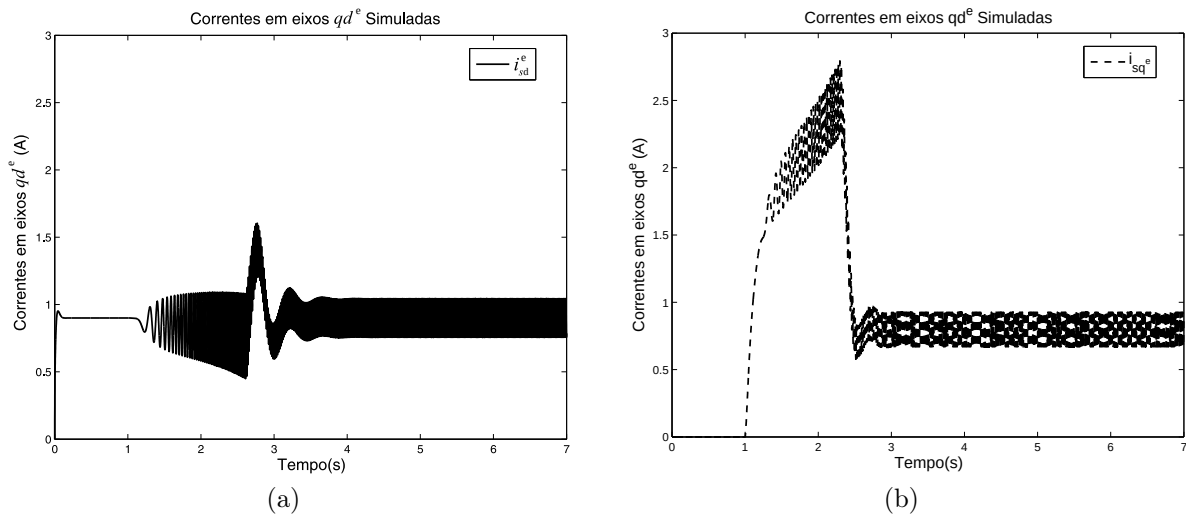


Figura 28: Correntes estatóricas no referencial síncrono. (a) i_{sd}^e , (b) i_{sq}^e .

A Figura 29 mostra a resposta de velocidade para um acionamento do tipo servo, com partida, frenagem e parada.

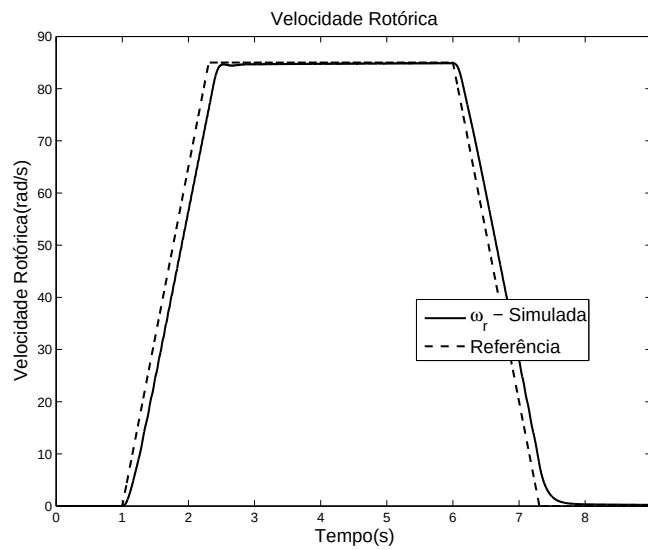


Figura 29: Resposta de Velocidade.

4 *ESTIMADOR DE VELOCIDADE MRAS APLICADO A MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS*

4.1 Introdução ao Sensorless para Motores de Indução Trifásicos

De acordo com (CÂMARA, 2007) uma das primeiras técnicas *encoderless* para motores de indução foi o acionamento V/f , o qual ajusta a tensão de alimentação do motor a uma taxa constante de tensão e frequência. Assim, é possível manter o fluxo magnético do motor num nível desejado. Embora seja uma técnica simples e de fácil implementação, o controle V/f é aplicável apenas para cargas bem comportadas e com baixo requisito de desempenho dinâmico.

Grande parte das aplicações, onde se necessita controle de velocidade, é necessário que técnicas de alto desempenho sejam aplicadas, com medição ou estimação de velocidade. As técnicas de estimação de velocidade basicamente podem ser divididas em dois grupos, as dependentes da f_{cem} e as *dependentes de harmônicos*. Segundo (CÂMARA, 2007) os métodos baseados na f_{cem} apresentam dependência paramétrica, tendo desempenho pobre em baixas velocidades. Enquanto as técnicas baseadas na injeção de harmônicos apresentam bom desempenho em toda a faixa de velocidade, porém, exigem um forte esforço computacional, e podem produzir na máquina correntes de *Bearing* e tensões de modo comum.

Quando se trata de motores de indução monofásicos o controle de velocidade sem o uso de sensor mecânico, de maneira análoga aos sistemas de acionamento para motores de indução trifásicos é atrativo em função do baixo custo, aliado ao bom desempenho. Além da grande demanda de aplicações, que já fazem o uso do motor de indução monofásico, e que ainda podem vir a fazer, tem-se como uma motivação adicional, o preenchimento e a solução para essas aplicações junto a comunidade científica.

Neste capítulo é apresentado o projeto do estimador de velocidade MRAS, a partir do modelo tensão-corrente do motor de indução monofásico. Além disso é apresentado o projeto de filtros para a obtenção das derivadas de tensões e correntes. Resultados de simulação são apresentados para avaliar o desempenho do estimador utilizado.

4.2 Estimador MRAS Proposto

O estimador de velocidade com princípio MRAS (*Model Reference Adaptive System*) é baseado num sistema adaptativo onde a saída de um modelo de referência é comparada com a saída de um observador, e pela ação de um mecanismo de adaptação que ajusta o observador para que a sua saída tenha erro tendendo a zero em relação a saída do modelo de referência.

Com base neste princípio, vários trabalhos vêm sendo publicados relacionados à estimação de velocidade de motores de indução trifásicos (PENG; FUKAO, 1994), (CÂMARA, 2007), (SCHAUDER, 1992). Nesta dissertação, é proposto um estimador de velocidade MRAS aplicado a um motor de indução monofásico, a partir de trabalhos que abordam a estimação de velocidade usando este esquema de estimador em motores de indução trifásicos.

De acordo com (CÂMARA, 2007) existem diferentes modelos de motor de indução que podem ser usados para o projeto de estimadores de velocidade, a partir da técnica MRAS. Neste estimador há presença de dois modelos, um dependente da velocidade rotórica, enquanto o outro modelo é independente, e é chamado de modelo de referência. A velocidade é estimada a partir de um mecanismo de adaptação (neste caso, um controlador PI) do erro entre as saídas dos dois modelos. A Figura 30 mostra o diagrama de blocos do sistema. O bloco *SVF* representa um Filtro por Variáveis de Estado, enquanto o bloco pontilhado representa o modelo ajustável.

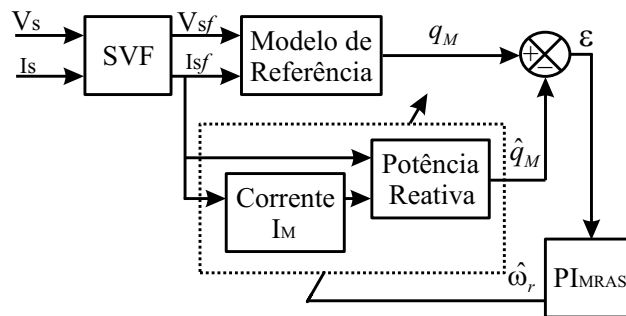


Figura 30: Diagrama de Blocos do Estimador MRAS.

Para o projeto do estimador MRAS, considera-se que o modelo de um motor de indução monofásico no referencial estacionário é dado a partir de (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 1995) pela equação 4.1, sendo que o mesmo foi descrito e equacionado no Capítulo 2, equações (2.1) - (2.10).

$$\begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \\ V_{rq} \\ V_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sq} + \frac{d}{dt}L_{sq} & 0 & \frac{d}{dt}L_{mq} & 0 \\ 0 & R_{sd} + \frac{d}{dt}L_{sd} & 0 & \frac{d}{dt}L_{md} \\ \frac{d}{dt}L_{mq} & -\frac{1}{n}p\omega_r L_{md} & R_{rq} + \frac{d}{dt}L_{rq} & -\frac{1}{n}p\omega_r L_{rd} \\ np\omega_r L_{mq} & \frac{d}{dt}L_{md} & np\omega_r L_{rq} & R_{rd} + \frac{d}{dt}L_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Onde, $\frac{d}{dt}$ representa o operador derivada no tempo.

Para um rotor do tipo gaiola de esquilo, as tensões no rotor são iguais a zero, e assim,

$$\begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sq} + \frac{d}{dt}L_{sq} & 0 & \frac{d}{dt}L_{mq} & 0 \\ 0 & R_{sd} + \frac{d}{dt}L_{sd} & 0 & \frac{d}{dt}L_{md} \\ \frac{d}{dt}L_{mq} & -\frac{1}{n}p\omega_r L_{md} & R_{rq} + \frac{d}{dt}L_{rq} & -\frac{1}{n}p\omega_r L_{rd} \\ np\omega_r L_{mq} & \frac{d}{dt}L_{md} & np\omega_r L_{rq} & R_{rd} + \frac{d}{dt}L_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

De maneira análoga ao motor de indução trifásico, pode-se definir as correntes magnetizantes I_{qM} e I_{dM} a partir das correntes estatóricas e rotóricas (PENG; FUKAO, 1994).

$$\begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{rq}}{L_{mq}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{rd}}{L_{md}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

De (4.3), é possível se reescrever

$$\begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{mq}}{L_{rq}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{md}}{L_{rd}} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \right) \quad (4.4)$$

Sabendo que não é feita a medida das correntes rotóricas faz-se a substituição de (4.4) em (4.1),

$$\begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sq} + \frac{d}{dt}L_{sq} & 0 & \frac{d}{dt}L_{mq} & 0 \\ 0 & R_{sd} + \frac{d}{dt}L_{sd} & 0 & \frac{d}{dt}L_{md} \\ \frac{d}{dt}L_{mq} & -\frac{1}{n}p\omega_r L_{md} & R_{rq} + \frac{d}{dt}L_{rq} & -\frac{1}{n}p\omega_r L_{rd} \\ np\omega_r L_{mq} & \frac{d}{dt}L_{md} & nP\omega_r L_{rq} & R_{rd} + \frac{d}{dt}L_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ \frac{L_{mq}}{L_{rq}}(I_{qM} - i_{sq}) \\ \frac{L_{md}}{L_{rd}}(I_{dM} - i_{sd}) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Reescrevendo as duas primeiras linhas da equação (4.5), pode-se calcular a *fcem* para o modelo de referência do estimador de velocidade,

$$\begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma_q L_{sq} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & \sigma_d L_{sd} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{qM} \\ e_{dM} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

onde $\begin{bmatrix} e_{qM} & e_{dM} \end{bmatrix}^T$ é o vetor das tensões *fcem* e é definida como,

$$\begin{bmatrix} e_{qM} \\ e_{dM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_{mq} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & L'_{md} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Na equação (4.7) os termos L'_{mq} e L'_{md} são as indutâncias equivalentes mútuas dos enrolamentos *q* e *d*, definidas por,

$$L'_{mq} = \frac{L_{mq}^2}{L_{rq}}$$

$$L'_{md} = \frac{L_{md}^2}{L_{rd}}$$

Isolando o termo $\begin{bmatrix} e_{qM} & e_{dM} \end{bmatrix}^T$ na equação (4.6), tem-se a *fcem*,

$$\begin{bmatrix} e_{qM} \\ e_{dM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sigma_q L_{sq} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & \sigma_d L_{sd} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Reescrevendo a terceira e quarta linhas de (4.5) tem-se

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{rq}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_{rq}} & -\frac{1}{n} p \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} \\ n p \omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} & \frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Ou ainda,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{rq}} & \frac{1}{n} p \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} \\ -n p \omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} & -\frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_{rq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

A equação (4.10) pode ser reescrita na forma,

$$\dot{\mathbf{I}}_M = \mathbf{A}_M \mathbf{I}_M + \mathbf{B}_M \mathbf{i}_s \quad (4.11)$$

onde

$$\mathbf{A}_M = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{rq}} & \frac{1}{n} p \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} \\ -n p \omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} & -\frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

e

$$\mathbf{B}_M = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_{rq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Resumindo, o modelo elétrico em função das correntes e tensões estatóricas e da força contra-eletromotriz é dado por

$$\begin{bmatrix} e_{qM} \\ e_{dM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sigma_q L_{sq} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & \sigma_d L_{sd} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Ou

$$\mathbf{e}_M = \mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \quad (4.15)$$

Com o conhecimento da f_{cem} e das correntes estatórcas é possível definir a potência reativa que será utilizada no estimador de velocidade, como o modelo de referência, o qual é definido por,

$$q_M = (\mathbf{i}_s \otimes \mathbf{e}_M) \quad (4.16)$$

Onde $\otimes$ representa produto vetorial.

Assim, resolvendo o produto vetorial da equação (4.14) pelas correntes estatóricas, obtém-se,

$$q_M = \mathbf{i}_s \otimes \left(\mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \right) \quad (4.17)$$

Entretanto $\mathbf{i}_s \otimes \mathbf{i}_s = 0$, e assim,

$$q_M = \mathbf{i}_s \otimes \left(\mathbf{V}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \right) \quad (4.18)$$

Resolvendo o produto vetorial da equação (4.18), resulta

$$\mathbf{i}_s \otimes \left(\mathbf{V}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \right) = \vec{\mathbf{k}} \left[i_{sq} \left(V_{sd} - \sigma_d L_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd} \right) - i_{sd} \left(V_{sq} - \sigma_q L_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq} \right) \right] \quad (4.19)$$

Onde $\vec{\mathbf{k}}$ é um vetor unitário, perpendicular aos eixos em quadratura q e d , mostrados na Figura 31. As correntes $\mathbf{i}_m$ e $\mathbf{i}_s$ são vetores girantes com velocidade ω_r .

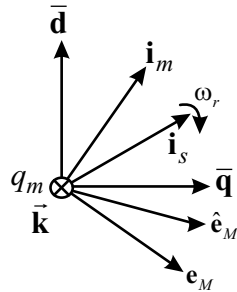


Figura 31: Coordenadas do produto vetorial de 4.19.

A equação (4.19) na forma matricial, é dada por

$$q_M = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} - \sigma_d L_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd} \\ -V_{sq} + \sigma_q L_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Neste estimador de velocidade, por definição segundo (MARTINS; CÂMARA; GRÜNDLING, 2006), a equação (4.20) é dita como o modelo de referência para o estimador MRAS. Esta equação fornece o cálculo da potência reativa, obtida a partir das correntes e tensões.

Para obtenção do observador da *fcem* reescreve-se a equação(4.7), como

$$\mathbf{e}_M = \mathbf{L}_m' \frac{d\mathbf{I}_M}{dt} \quad (4.21)$$

Definindo-se $\mathbf{x}$ como grandeza observável, e substituindo (4.11) em (4.21),

$$\hat{\mathbf{e}}_M = \mathbf{L}_m' (\mathbf{A}_M \mathbf{I}_M + \mathbf{B}_M \mathbf{i}_S) \quad (4.22)$$

Da mesma forma que em (4.16), para se obter a potência reativa é preciso fazer o produto vetorial da *fcem* pela corrente estatórica, então para se obter a potência reativa observada é necessário a realização do produto vetorial das correntes estatóricas pela *fcem* observada pela equação (4.22), e então, a partir desse princípio tem-se que a potência reativa observada é calculada por,

$$\hat{q}_M = (\mathbf{i}_s \otimes \hat{\mathbf{e}}_M) \quad (4.23)$$

Assim, substituindo (4.22) em (4.23), tem-se,

$$\hat{q}_M = \mathbf{i}_s \otimes \mathbf{L}_m' (\mathbf{A}_M \mathbf{I}_M + \mathbf{B}_M \mathbf{i}_S) \quad (4.24)$$

Onde $\mathbf{i}_s \otimes \mathbf{i}_s = 0$, logo a equação (4.24) pode ser reescrita como,

$$\hat{q}_M = \mathbf{i}_s \otimes \mathbf{L}_m' \mathbf{A}_M \mathbf{I}_M \quad (4.25)$$

Resolvendo o segundo termo do produto vetorial, tem-se

$$\mathbf{L}'_m \mathbf{A}_M \mathbf{I}_M = \begin{bmatrix} L'_{mq} & 0 \\ 0 & L'_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{rq}} & \frac{1}{n} p \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} \\ -n P \omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} & -\frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

O resultado da multiplicação matricial de (4.26) é dado por

$$\mathbf{L}'_m \mathbf{A}_M \mathbf{I}_M = \begin{bmatrix} -I_{qM} \frac{L'_{mq}}{\tau_{rq}} + I_{dM} \frac{1}{n} p \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} L'_{mq} \\ -I_{qM} n p \omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} L'_{md} - I_{dM} \frac{L'_{md}}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Então, a forma matricial da equação (4.25), com o produto vetorial de (4.27) pelas correntes estatóricas, é dada por,

$$\hat{q}_M = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_{qM} n p \omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} L'_{md} - I_{dM} \frac{L'_{md}}{\tau_{rd}} \\ I_{qM} \frac{L'_{mq}}{\tau_{rq}} - I_{dM} \frac{1}{n} p \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} L'_{md} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Comparando as potências reativas do modelo de referência, dada pela equação (4.20), com a potência reativa observada, dada pela equação (4.28) através de um PI, obtém-se a velocidade estimada,

$$\hat{\omega}_r = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) (q_M - \hat{q}_M) \quad (4.29)$$

Os ganhos K_P e K_I do PI da equação (4.29) de acordo com (SCHAUDER, 1992), devem respeitar a seguinte condição

$$\frac{K_I}{K_P} > \frac{1}{\tau_r} \quad (4.30)$$

A análise de estabilidade do estimador MRAS para o caso de um motor de indução trifásico é apresentada em (PENG; FUKAO, 1994), o autor cita que os ganhos K_P e K_I devem ter valores o mais alto possível. Para o motor de indução monofásico a prova de estabilidade é análoga, sendo que neste trabalho não é tratada.

4.3 Modelo Discreto do Estimador MRAS

Segundo (MARTINS, 2006) os fatores cruciais no projeto e implementação do estimador de velocidade baseado no princípio MRAS são a obtenção das derivadas do modelo de referência na equação (4.20), e também o método de discretização do modelo dinâmico para o cálculo da corrente magnetizante dado na equação (4.10).

Para a obtenção das derivadas de corrente (MARTINS, 2006) propõe o uso de um filtro por variáveis de estado discreto (*State Variable Filter* - SVF), ao esquema apresentado originalmente em (PENG; FUKAO, 1994), como pode ser visto na Figura 30. Com o uso do SVF, o qual é dado pela função de transferência da equação (4.31), pode-se deixar de fazer o uso de filtros passa-baixas analógicos pois o SVF tem essa característica, como pode ser visto na resposta em frequência desse filtro dada na Figura 32. Genericamente, para tensões e correntes, têm-se

$$\frac{V_{qfs}}{V_{qs}} = \frac{V_{dfs}}{V_{ds}} = \frac{i_{qfs}}{i_{qs}} = \frac{i_{dfs}}{i_{ds}} = G_{SVF}(s) = \frac{\omega_C^2}{(s + \omega_C)^2} \quad (4.31)$$

onde ω_C é a banda passante do filtro. Seu valor deve ser ajustado de 2 a 10 vezes o valor da frequência do sinal de entrada. Na Figura 32 o valor de ω_C é definido como sendo $52\pi f$, onde assumi-se que neste caso a frequência do sinal de entrada seja $f = 40Hz$.

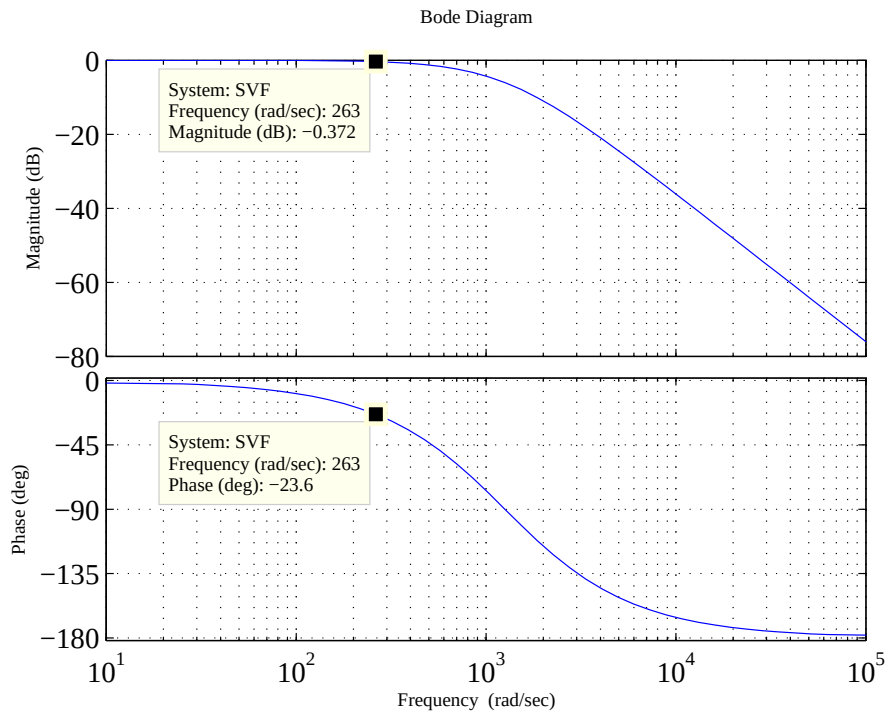


Figura 32: Diagrama de Bode para o SVF.

Os filtros por variáveis de estado devem ser aplicados tanto nos sinais de corrente, como nos sinais de tensão, visto que estes filtros inserem atraso de fase nos sinais, como é observado no Diagrama de Bode da Figura 32. Neste trabalho, o SVF projetado é de segunda ordem, contando que se necessita da derivada primeira dos sinais de correntes estatóricas.

Assim, reescrevendo a equação (4.31) em espaço de estados tem-se,

$$\dot{\mathbf{X}}_{SVF} = \mathbf{A}_{MRAS}\mathbf{X}_{SVF} + \mathbf{B}_{MRAS}\mathbf{In} \quad (4.32)$$

Onde,

$$\mathbf{A}_{MRAS} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_C^2 & -2\omega_C \end{bmatrix} \quad e \quad \mathbf{B}_{MRAS} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_C^2 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$\mathbf{In}$ é o sinal de entrada do filtro, ou seja, as correntes i_{sq} e i_{sd} , ou as tensões V_{sq} e V_{sd} . $\mathbf{X}_{SVF}$ é o vetor de estados que contém as derivadas dos sinais de entrada, e a própria entrada filtrada.

Aplicado o Método de Euler para discretização da equação (4.32), resulta

$$\dot{\mathbf{X}}_{SVF}[k+1] = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_{SVF}t_s)\mathbf{X}_{SVF}[k] + \mathbf{B}_{SVF}t_s\mathbf{In}[k] \quad (4.34)$$

Como foi dito anteriormente um dos passos cruciais na implantação do estimador de velocidade MRAS é o método de discretização da equação dinâmica para o cálculo das correntes magnetizantes, dada pela equação (4.10). Esta discretização pode ser realizada pelo método de Euler, apresentado na equação (4.34), ou em alguns casos é conveniente fazer o uso do método de integração trapezoidal, ou tustin. O método de de integração trapezoidal dado em (OGATA, 1995), consiste em aplicar a transformação dada pela equação (4.35) na solução de integrais da equação dinâmica para cálculo da corrente magnetizante.

$$\frac{1}{s} = \frac{t_s(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})} = \frac{t_s(z+1)}{2(z-1)} \quad (4.35)$$

Assim, para o cálculo discreto da equação (4.10) representa-se a mesma no domínio da frequência com condições iniciais nulas, como pode ser verificado na equação (4.36).

$$sI_{qM}(s) = -\frac{1}{\tau_{rq}}I_{qM}(s) + \frac{1}{n}p\hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}}I_{dM}(s) + \frac{1}{\tau_{rq}}i_{sq}(s) \quad (4.36)$$

$$sI_{dM}(s) = -np\hat{\omega}_r \frac{L_{mq}}{L_{md}}I_{qM}(s) - \frac{1}{\tau_{rd}}I_{dM}(s) + \frac{1}{\tau_{rd}}i_{sd}(s)$$

Dessa forma, substituindo (4.35) em (4.36) tem-se,

$$\begin{aligned} I_{qM}(z) &= \frac{t_s(z+1)}{2(z-1)} \left[-\frac{1}{\tau_{rq}}I_{qM}(z) + \frac{1}{n}p\hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}}I_{dM}(z) + \frac{1}{\tau_{rq}}i_{sq}(z) \right] \\ I_{dM}(z) &= \frac{t_s(z+1)}{2(z-1)} \left[-np\hat{\omega}_r \frac{L_{mq}}{L_{md}}I_{qM}(z) - \frac{1}{\tau_{rd}}I_{dM}(z) + \frac{1}{\tau_{rd}}i_{sd}(z) \right] \end{aligned} \quad (4.37)$$

Isolando os termos I_{qM} e I_{dM} , advém

$$\begin{aligned} zI_{qM}(z) - I_{qM}(z) &= k_1(z+1) \left[-I_{qM}(z) + \tau_{rq} \frac{1}{n}p\hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}}I_{dM}(z) + i_{sq}(z) \right] \\ e \\ I_{dM}(z)(z-1) &= k_2(z+1) \left[-np\hat{\omega}_r \frac{L_{mq}}{L_{md}}I_{qM}(z) - I_{dM}(z) + i_{sd}(z) \right] \end{aligned} \quad (4.38)$$

Onde é definido que, $k_1 = \frac{t_s}{2\tau_{rq}}$ e $k_2 = \frac{t_s}{2\tau_{rd}}$

Dessa forma, a equação (4.38) pode ser reescrita, como

$$\begin{aligned} zk_3I_{qM}(z) - \tau_{rq} \frac{1}{n}p\hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}}I_{dM}(z)zk_1 &= \begin{pmatrix} (1-k_1)I_{qM}(z) + \tau_{rq}k_1 \frac{1}{n}p\hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}}I_{dM}(z) \\ + (1+z)k_1i_{sq}(z) \end{pmatrix} \\ zk_4I_{dM}(z) + zk_2np\hat{\omega}_r \tau_{rd} \frac{L_{mq}}{L_{md}}I_{qM}(z) &= \begin{pmatrix} (1-k_2)I_{dM}(z) - k_2np\hat{\omega}_r \tau_{rd} \frac{L_{mq}}{L_{md}}I_{qM}(z) \\ + (z+1)k_2i_{sd}(z) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.39)$$

onde define-se, $k_3 = 1 + k_1$ e, $k_4 = 1 + k_2$

Reescrevendo 4.39 na forma matricial, obtém-se

$$\mathbf{A}_p z \begin{bmatrix} I_{qM}(z) \\ I_{dM}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 - k_1) I_{qM}(z) + k_1 \left[\tau_{rq} \frac{1}{n} p \hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} I_{dM}(z) + (1 + z) i_{sq}(z) \right] \\ (1 - k_2) I_{dM}(z) + k_2 \left[-np \hat{\omega}_r \tau_{rd} \frac{L_{mq}}{L_{md}} I_{qM}(z) + (z + 1) i_{sd}(z) \right] \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Afim de simplificar a visualização da equação definiu-se que

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} k_3 & -\tau_{rq} \frac{1}{n} p \hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} k_1 \\ k_2 np \hat{\omega}_r \tau_{rd} \frac{L_{mq}}{L_{md}} & k_4 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Multiplicando ambos os lados da equação por $(\mathbf{A}_p)^{-1}$ é possível encontrar a solução discreta da equação,

$$z \begin{bmatrix} I_{qM}(z) \\ I_{dM}(z) \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_p)^{-1} \begin{bmatrix} (1 - k_1) I_{qM}(z) + k_1 \left[\tau_{rq} \frac{1}{n} p \hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} I_{dM}(z) + (1 + z) i_{sq}(z) \right] \\ (1 - k_2) I_{dM}(z) + k_2 \left[-np \hat{\omega}_r \tau_{rd} \frac{L_{mq}}{L_{md}} I_{qM}(z) + (z + 1) i_{sd}(z) \right] \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

onde $\mathbf{A}_p^{-1}$ é a matriz inversa da equação (4.41), tal que

$$(\mathbf{A}_p)^{-1} = \frac{1}{k_3 k_4 + \tau_{rq} \tau_{rd} k_1 k_2 \hat{\omega}_r^2} \begin{bmatrix} k_4 & \tau_{rq} \frac{1}{n} p \hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} k_1 \\ -k_2 np \hat{\omega}_r \tau_{rd} \frac{L_{mq}}{L_{md}} & k_3 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

A solução discreta de 4.42 para ser implementada por,

$$\begin{bmatrix} I_{qM}(k+1) \\ I_{dM}(k+1) \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_p)^{-1} \begin{bmatrix} (1 - k_1) I_{qM}(k) + k_1 \left[\tau_{rq} \frac{1}{n} p \hat{\omega}_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} I_{dM}(k) + i_{sq}(k+1) + i_{sq}(k) \right] \\ (1 - k_2) I_{dM}(k) + k_2 \left[-np \hat{\omega}_r \tau_{rd} \frac{L_{mq}}{L_{md}} I_{qM}(k) + i_{sd}(k+1) + i_{sd}(k) \right] \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Neste trabalho para obtenção dos resultados de simulação, a equação dinâmica para o cálculo das correntes magnetizantes foi discretizada pelo método de integração trapezoidal.

Já para a obtenção dos resultados experimentais, a equação dinâmica das correntes magnetizantes foi discretizada pelo método de Euler, devido a simplicidade e tempo reduzido de implementação.

4.4 Filtro de Kalman

Devido a ruídos de medida nas correntes estatóricas, assimetrias no modelo do motor de indução monofásico, como pode ser verificado pelas equações (4.20) e (4.28), e até mesmo pela equação (4.5), a estimativa de velocidade obtida a partir do algoritmo MRAS está sujeita a ruídos, que resultam em oscilações. Para realimentação da malha de controle de velocidade essas oscilações comprometem o desempenho do controlador.

Uma alternativa para eliminar esses ruídos de medida e conseqüentemente oscilações na velocidade estimada, é o uso do Filtro de Kalman. O algoritmo de Kalman é baseado na solução recursiva, de fácil implementação que, baseado na minimização do erro médio quadrático, fornece as estimativas ótimas das variáveis em questão, e o erro de covariância para um sistema linear dinâmico discreto estocástico excitado por ruídos gaussianos (CÂMARA, 2007). Seja um sistema linear descrito pela equação (4.45), afetado por grandezas estocásticas $Rw(k)$ e $Rv(k)$.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + Rw(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Rv(k) \end{aligned} \tag{4.45}$$

onde $x(k)$ representa as variáveis de estado do sistema dinâmico, $Rw(k)$ e $Rv(k)$ são os ruídos de estados e de medida, respectivamente.

A estrutura do estimador de estados é dada, vide (CÂMARA, 2007) pela equação (4.46).

$$\hat{x}(k) = \hat{x}^*(k) + K[y(k) - C\hat{x}^*(k)] \tag{4.46}$$

Onde o termo $\hat{x}^*(k)$ é a predição de estado. A equação (4.46) pode ser reescrita na forma,

$$\hat{x}(k) = \underbrace{A\hat{x}(k-1) + Bu(k-1)}_{\hat{x}^*(k)} + K[y(k) - C\hat{x}^*(k)] \tag{4.47}$$

A matriz de covariância é dada por,

$$\mathbf{P}(k+1) = \mathbf{A} \{ \mathbf{P}(k) - \mathbf{K}(k) \mathbf{C} \mathbf{P}(k) \} \mathbf{A}^T + R w \quad (4.48)$$

e a matriz de ganhos do Filtro de Kalman é dada por,

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k) \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{P}(k) \mathbf{C}^T + R v)^{-1} \quad (4.49)$$

Neste trabalho considera-se que a equação dinâmica que descreve o comportamento mecânico do motor de indução monofásico é dada pela equação (2.45), sendo que a saída desse sistema é posição rotórica dada na equação (2.46). Neste caso a velocidade rotórica é um estado da planta que será estimado pelo filtro de Kalman.

A partir da integração da velocidade estimada, pelo estimador MRAS na equação (4.29), tem-se a posição, que é considerada a saída da planta na equação (4.45) do Filtro de Kalman. O cálculo do torque eletromagnético é a entrada $u(k)$ na equação (4.45), e com isso, um dos estados dessa equação é a velocidade estimada que passou pelo Filtro de Kalman.

O estimador MRAS desenvolvido pode ser resumido na Figura 33, onde aparece a estrutura desse estimador com algumas equações que foram apresentadas neste capítulo. O bloco *Reference Model* representa o modelo de referência, onde é calculada a potência reativa a partir dos sinais de corrente e tensão. O bloco *Adjustable Model* representa o observador da potência reativa, onde se ajusta a mesma para que se tenha erro nulo em relação ao modelo de referência, resultando a partir disto na velocidade rotórica estimada.

4.5 Resultados de Simulação

A Figura 34 mostra o diagrama de blocos do sistema simulado, onde considera-se a mesma estratégia de controle apresentada no capítulo 3, mas desta vez a velocidade que realimenta o controlador PI da malha mecânica é estimada. Considera-se que se tem apenas acesso as correntes e tensões medidas. As seguintes simulações desprezam os efeitos do inversor, sendo que o período de amostragem é de $t_s = \frac{1}{1800} s$.

A Figura 35 mostra a referência de velocidade rotórica, a velocidade estimada e a velocidade filtrada pelo Filtro de Kalman, num acionamento *sensorless* onde se realimenta a malha de controle de velocidade a velocidade estimada.

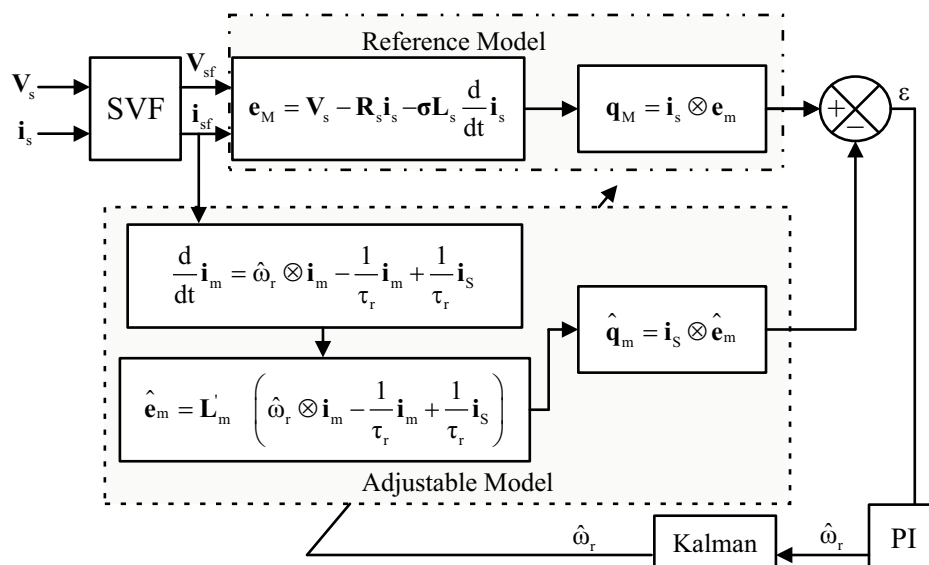


Figura 33: Estrutura do estimador MRAS utilizado.

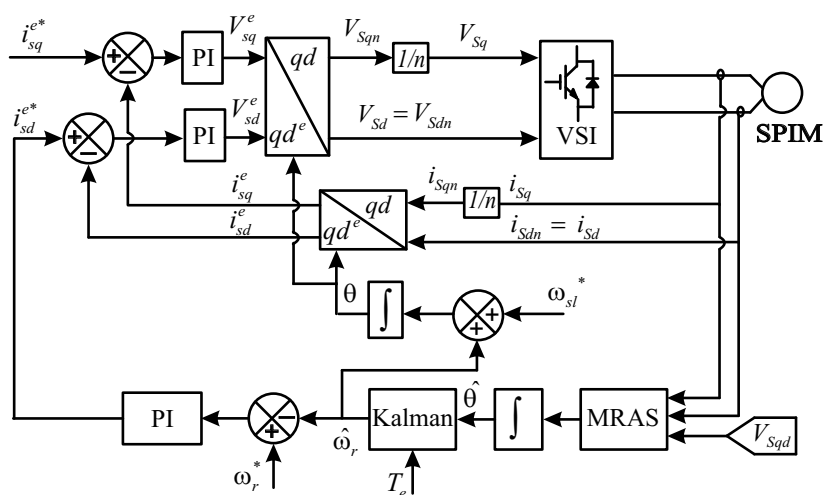


Figura 34: Diagrama de Blocos do Sistema Simulado.

A Figura 36 mostra o erro de velocidade entre a velocidade simulada pelo modelo mecânico do motor de indução monofásico e a velocidade estimada e filtrada pelo Filtro de Kalmam, no mesmo acionamento anterior.

A Figura 37 mostra a velocidade simulada pelo modelo mecânico do motor de indução monofásico e a velocidade de saída do estimador MRAS, antes da filtragem pelo Filtro de Kalman. Verifica-se que a mesma, apresenta níveis de ruído e oscilações, mesmo em uma condição onde não se tem ruído de medida. Desprezando-se os efeitos do inversor, com isso observa-se a importância da filtragem da mesma.

A Figura 38 (a) mostra a resposta de velocidade, num acionamento *sensorless* frente a aplicação de dois degraus de velocidade com aceleração suave de $45m/s^2$. Verifica-se

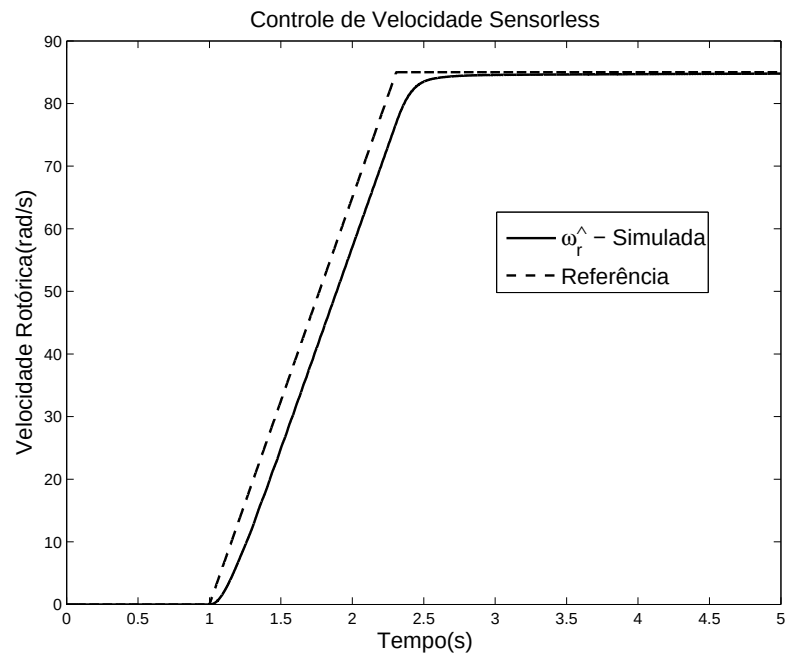


Figura 35: Resposta de Velocidade.

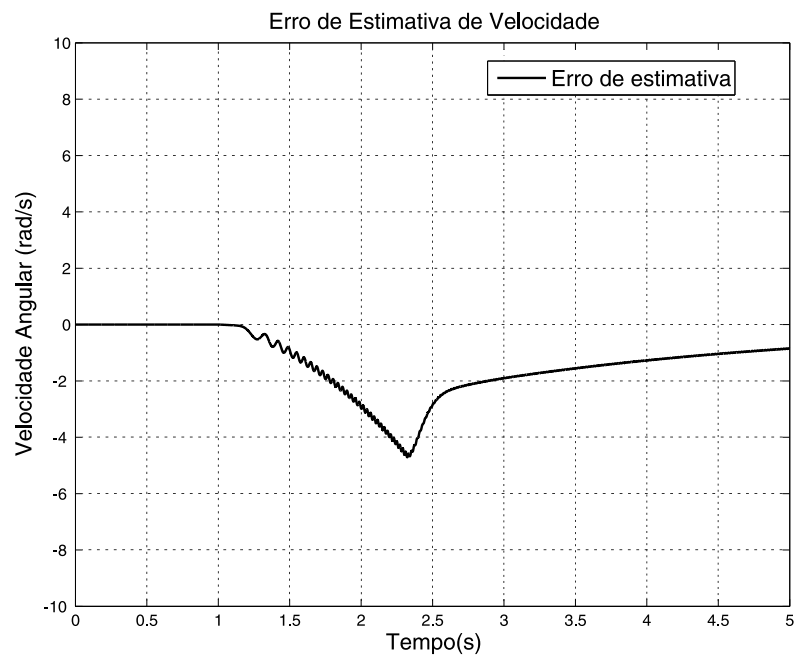


Figura 36: Erro de Estimativa de Velocidade.

nesta figura que a velocidade estimada segue a referência, com erro nulo em regime. Já a Figura 38 (b) mostra o erro de velocidade, entre a velocidade estimada e a velocidade simulada. Verifica-se que nos transitórios a estimativa de velocidade apresenta um erro, que tende a zero em regime permanente.

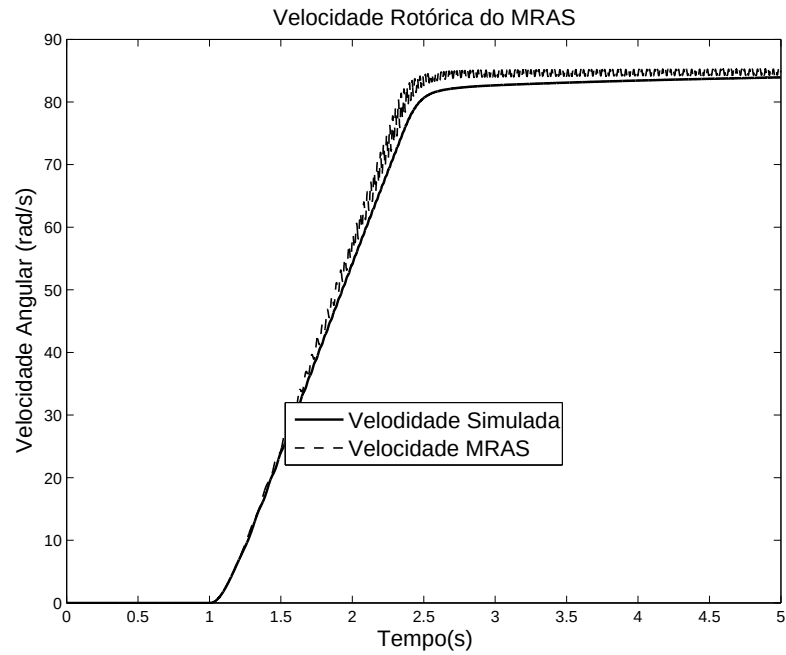


Figura 37: Resposta de Velocidade.

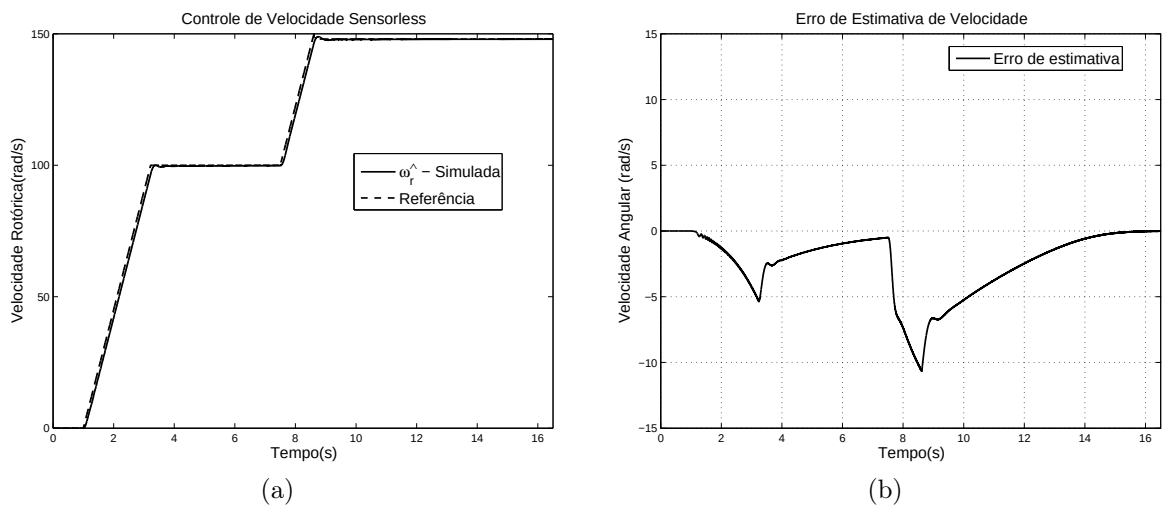


Figura 38: Resposta de Velocidade. (a)Referência e Velocidade Estimada, (b)Erro de Estimativa.

5 *RESULTADOS EXPERIMENTAIS*

5.1 Introdução

Para a validação de uma técnica ou algoritmo de controle é de fundamental importância a obtenção de resultados experimentais utilizando os sistemas reais. Sabe-se que apesar da simulação ser um processo que contribua para a validação da modelagem dos sistemas e da teoria desenvolvida, esta normalmente faz aproximações que influenciam no comportamento dos mesmos sistemas.

Neste trabalho, a obtenção dos resultados experimentais é realizada com o uso de uma plataforma em ambiente computadorizado, isto é, um ambiente IBM-PC compatível, com a inclusão de placa de aquisição de dados e de geração de sinais PWM, com placas de interface ligadas a um módulo inversor trifásico, responsável pelo acionamento do motor de indução monofásico.

O motor usado é um motor de indução monofásico fabricado pela empresa Eberle[®], no qual se retira o capacitor de partida e curto-circuita-se a chave centrífuga, e com isso, tem-se acesso aos dois enrolamentos do motor de maneira independente. Os dados de placa deste motor são mostrados na Tabela 10. Para obtenção dos resultados experimentais usa-se a ligação em 110V.

Tabela 10: Dados de Placa do Motor de Indução Monofásico

Modelo	C48-E307
Potência	1/2CV
Tensão	110/220V
Corrente	4.5/9.0A
Velocidade	1730RPM
Pólos	4

A seguir, neste capítulo, serão mostrados os componentes do sistema para implementação experimental da técnica proposta, bem como serão mostrados alguns resultados experimentais obtidos.

5.2 Descrição do Ambiente

O ambiente para obtenção dos resultados experimentais e validação das técnicas propostas neste trabalho é basicamente composto por uma plataforma computadorizada, ligada a um módulo inversor e ao motor de indução monofásico, conforme mostra a Figura 39.

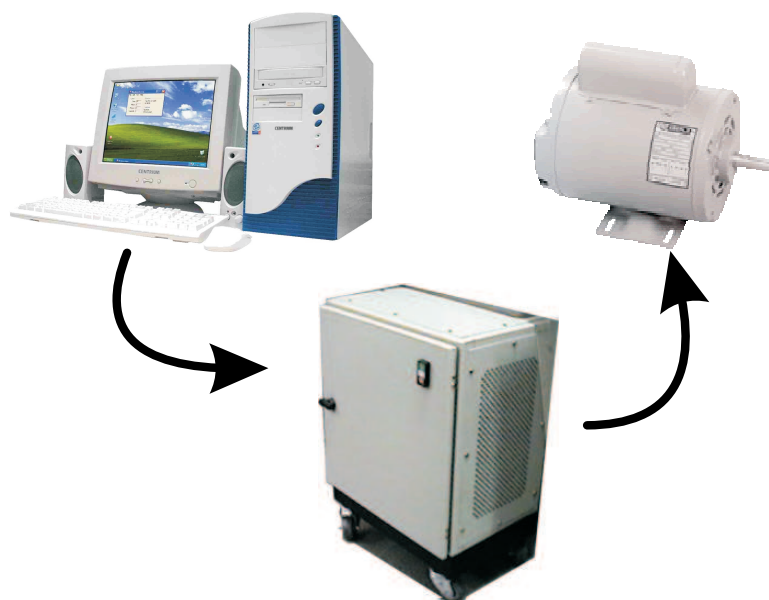


Figura 39: Diagrama do Ambiente de obtenção dos Resultados Experimentais.

A Figura 40 apresenta um diagrama que descreve a plataforma utilizada para implementação das técnicas de controle e estimação de velocidade propostas neste trabalho. Uma descrição completa desta plataforma pode ser encontrada em (COSTA; CÂMARA; CARATI, 2003). Neste trabalho haverá uma pequena descrição dos principais itens.

Para a geração das tensões a serem aplicadas no motor de indução monofásico, foi feito o uso de um inversor trifásico, o qual consiste de um módulo SKS 27F B6U+B6I3KW, fabricado pela Semikron® contendo 6 chaves IGBT em ponte, um conjunto retificador formado por 6 diodos na configuração de onda completa, circuito de isolamento, proteção e drives inclusos. As características deste inversor são apresentadas na Tabela 11.

A tensão do barramento CC utilizada foi de 177V, onde, para o rebaixamento da

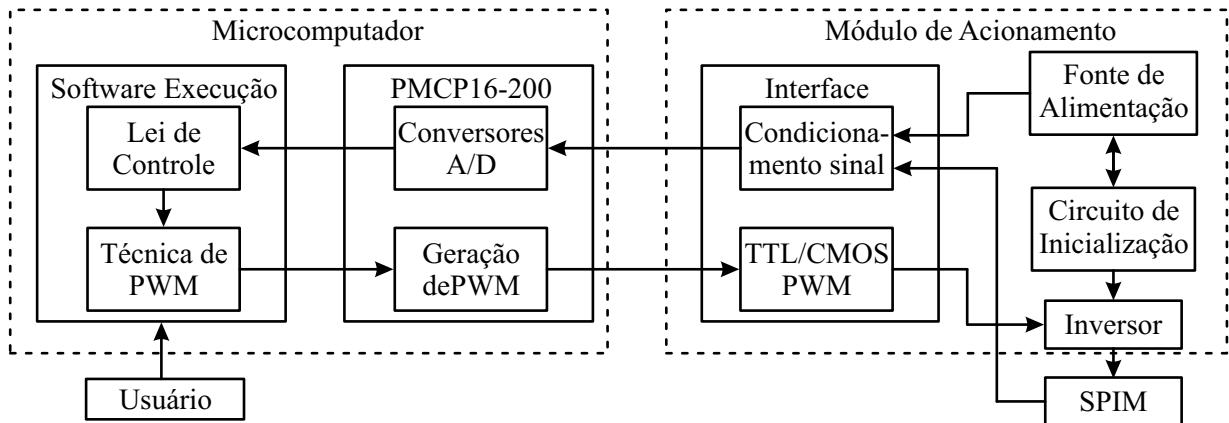


Figura 40: Diagrama de Blocos do sistema de acionamento.

Tabela 11: Parâmetros do Módulo Inversor Usado

Tensão do Barramento CC	350V (máx)
Corrente de Saída do Módulo	14A(rms)
Frequência Máxima de Chaveamento	20KHz
Temperatura de Operação	-25 a 125°C

tensão de entrada do módulo inversor, é feito o uso de um transformador rebaixador trifásico de 3KVA, 380/220V.

O hardware para aquisição de dados usado na implementação experimental é composto por uma placa multi-função (PMCP16-200), conectada ao barramento ISA (*Industry Standard Architecture*) de um microcomputador PC-Compatível, que transmite ao computador as grandezas lidas a partir do motor de indução monofásico, e também é responsável pela geração dos pulsos para implementação do sinal PWM no chaveamento do inversor.

O circuito de geração PWM é composto por dois contadores programáveis do tipo 8253A, este contador possui três contadores de 16 bits programáveis, que operam a frequência de 1MHz, e são independentes entre si. Destes contadores, três são usados para definir a largura dos pulsos aplicados as chaves do inversor. Dos três contadores restantes, um deles é usado para gerar o sinal de interrupção na frequência de acionamento do motor, enquanto os outros dois, neste caso não são usados, mas poderiam ser usados para tarefas de geração de interrupção, como para a leitura de velocidade.

A placa de aquisição de dados ainda conta com um circuito decodificador que faz a conversão de dados recebidos em código gray, para código binário, no caso para a medida de posição, feita a partir de um encoder absoluto de 12 bits, com saída em código gray,

alimentado em 5V. A placa de aquisição de dados conta ainda com a presença de filtros analógicos, para filtragem dos sinais de correntes medidos.

Os conversores A/D usados na placa de aquisição de dados, são os conversores AD7820, fabricados pela Burr Brown[®], com tempo de conversão de $10\mu\text{s}$, e resolução de 12 bits.

Para medição das correntes estatóricas são utilizados dois transdutores de corrente de efeito hall, LA25-P, fabricados pela empresa LEN[®], e que tem as seguintes características, corrente primária *RMS* nominal de 25A, corrente de saída de 25mA, alimentação em $\pm 15\text{V}$, e temperatura de operação entre -25 a 85°C .

O software para implementação das técnicas de controle, foi desenvolvido em linguagem C++, com o uso do compilador Borland C.

5.3 Resultados do Controlador IFOC com medição de velocidade

Para verificação experimental da técnica de controle por orientação indireta no campo apresentada no Capítulo 3, foram realizados alguns experimentos práticos. A Figura 23 mostra o diagrama de blocos do sistema implementado. O projeto dos controladores é apresentado no Apêndice A. Em todos os ensaios faz-se a gravação dos pontos obtidos a partir da placa de aquisição de dados, e tratados pelo software de controle. Além disso, em todos os resultados apresentados faz-se a magnetização do motor monofásico durante o primeiro segundo de acionamento.

A Figura 41 mostra a resposta de velocidade do sistema simulado frente a referência do tipo degrau, com aceleração suave. Verifica-se nesta figura o bom desempenho do controlador, com erro nulo de regime, característica do controlador PI.

A Figura 42 mostra o torque eletromagnético desenvolvido para a resposta de velocidade da Figura 41, o torque é calculado a partir das correntes medidas. Verifica-se nesta figura que o torque resultante apresenta oscilações, que são devidas a ruídos de medidas nas correntes.

A Figura 43 mostra a corrente medida no enrolamento principal, sendo que a Figura 43 (a) mostra o comportamento da mesma corrente durante todo o tempo de acionamento, enquanto a Figura 43 (b) mostra um detalhe desta corrente durante o acionamento.

Já a Figura 44 mostra a corrente medida no enrolamento auxiliar, onde a Figura 44(a) mostra o comportamento dessa corrente durante todo o tempo de acionamento, enquanto

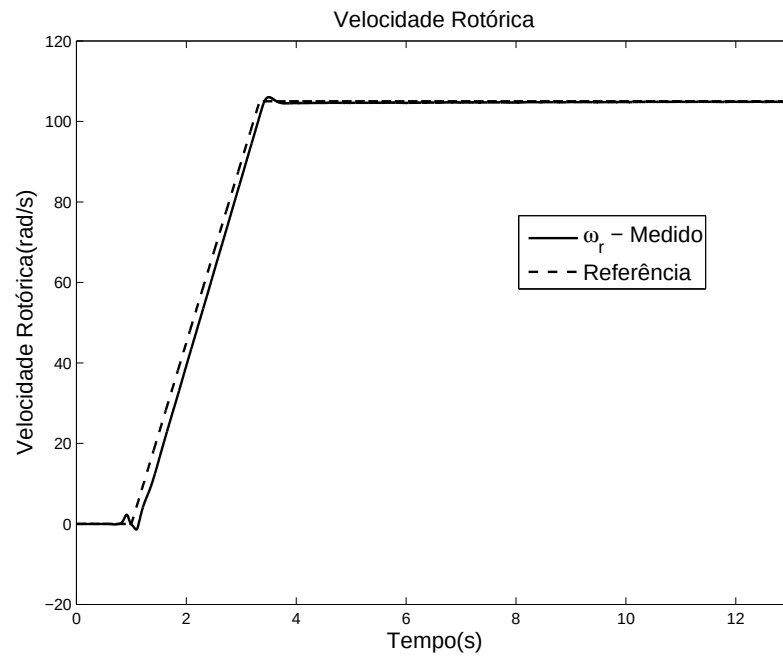


Figura 41: Resposta de Velocidade.

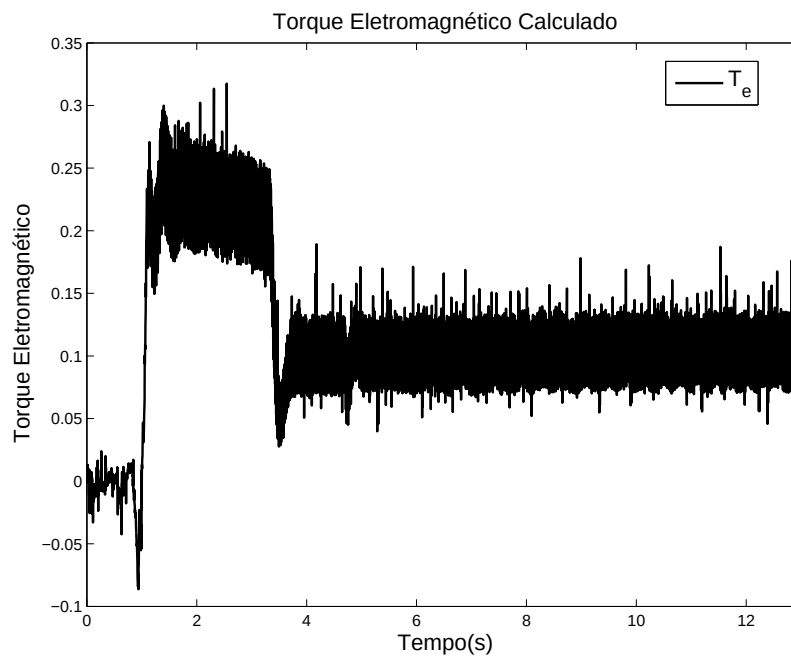


Figura 42: Torque Eletromagnético.

a Figura 44(b) mostra um detalhe desta corrente durante o acionamento.

A partir das Figuras 43 e 44 verifica-se que existe diferenças nas amplitudes das correntes. Isto deve ocorrer para se compensar a assimetria entre os enrolamentos do motor de indução monofásico.

As Figuras 45 (a) e (b) mostram as correntes $q d$ no referencial síncrono respectiva-

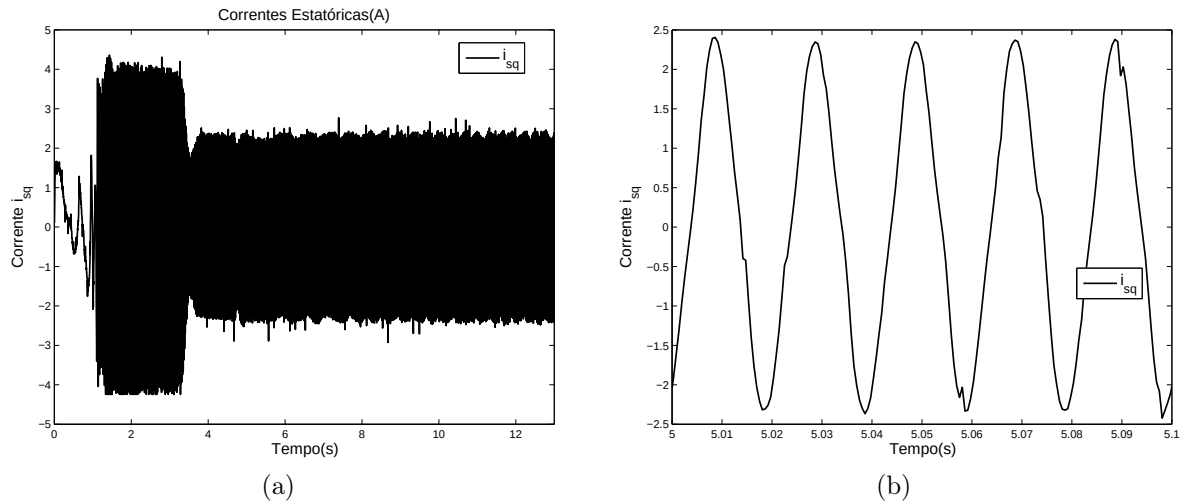


Figura 43: Corrente no Enrolamento Principal. (a) Durante todo tempo de Acionamento, (b) Aproximação quando a velocidade atinge regime permanente.

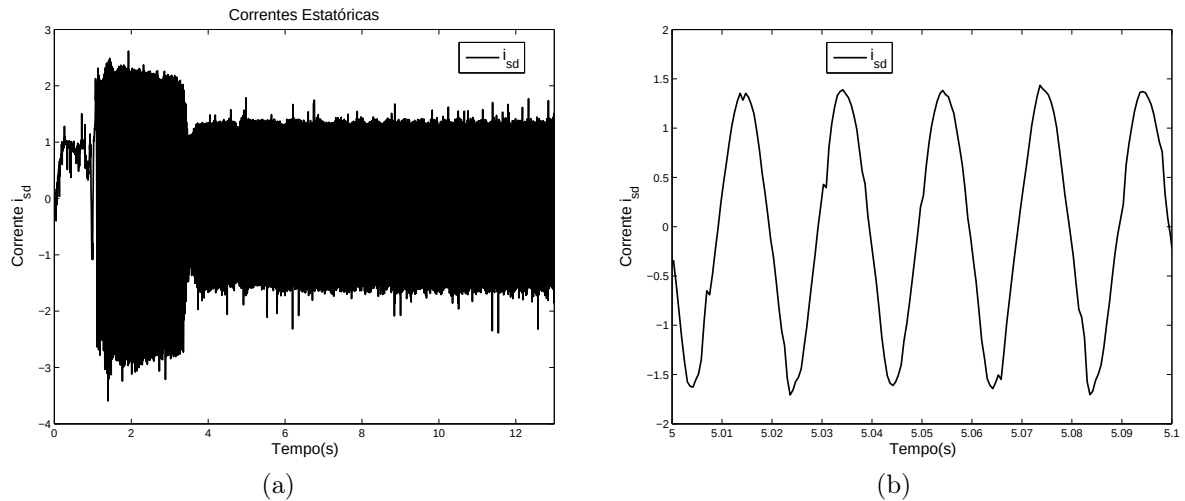


Figura 44: Corrente no Enrolamento Auxiliar. (a) Durante todo tempo de Acionamento, (b) Aproximação quando a velocidade atinge regime permanente.

mente, onde a corrente i_{sd} controla a magnetização do motor, enquanto a corrente i_{sq} controla o torque do motor.

As Figuras 46 (a) e (b) mostram as tensões aplicadas nos enrolamentos estáticos principal e auxiliar, respectivamente.

A Figura 47 mostra um detalhe das tensões V_{sq} e V_{sd} , onde verifica-se nesta que a amplitude da tensão no enrolamento auxiliar é maior que a amplitude do enrolamento principal. Com isto a amplitude das correntes estáticas resultantes é relacionada pelo termo que define a assimetria dos enrolamentos.

Para verificar o desempenho do controlador foram realizados ensaios onde foram dados saltos de velocidade. A Figura 48 mostra a resposta de velocidade, com medição da

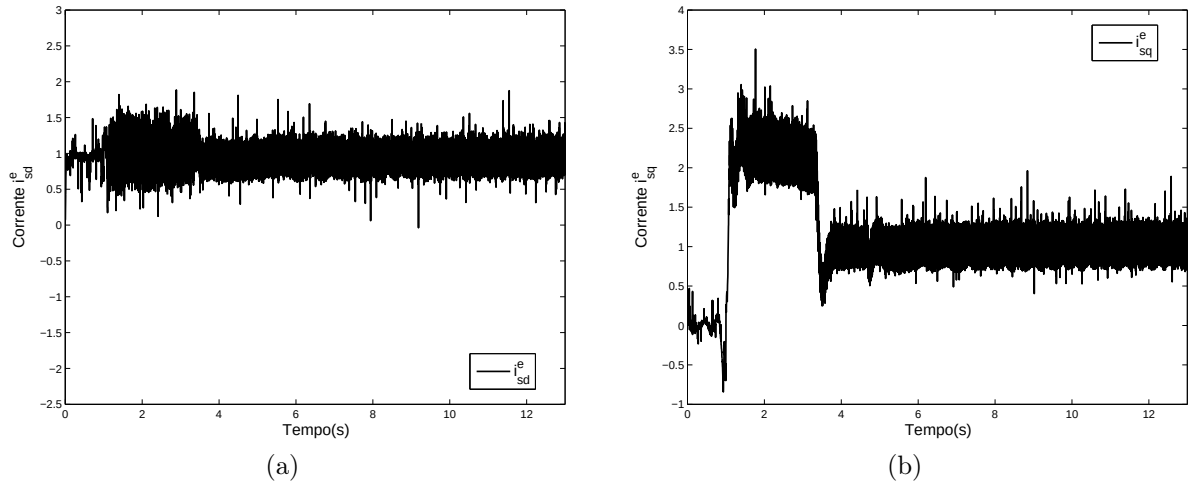
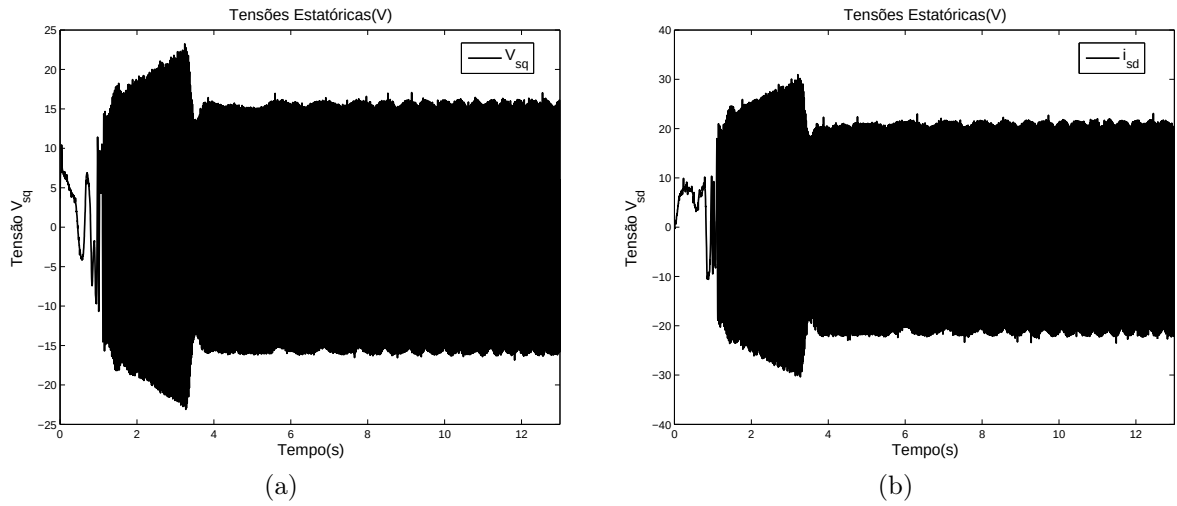
Figura 45: Correntes qd no referencial síncrono.

Figura 46: Tensões Estatóricas. (a)Enrolamento Principal, (b)Enrolamento Auxiliar.

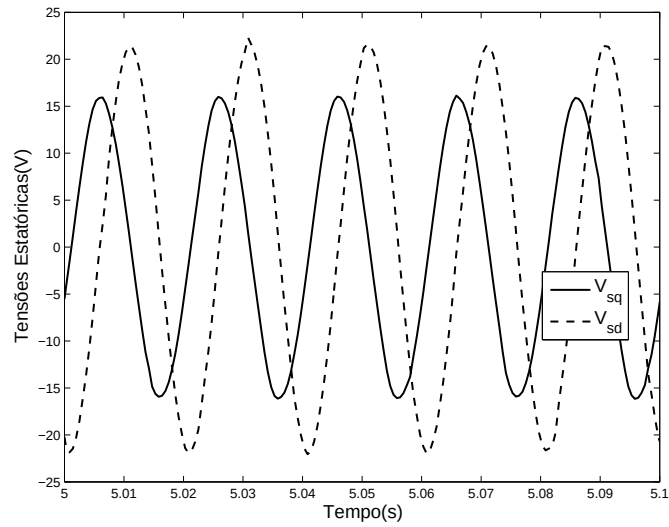


Figura 47: Tensões Estatóricas.

mesma frente a vários degraus na referência. A partir desta, verifica-se que o controlador apresenta bom desempenho seguindo a referência.

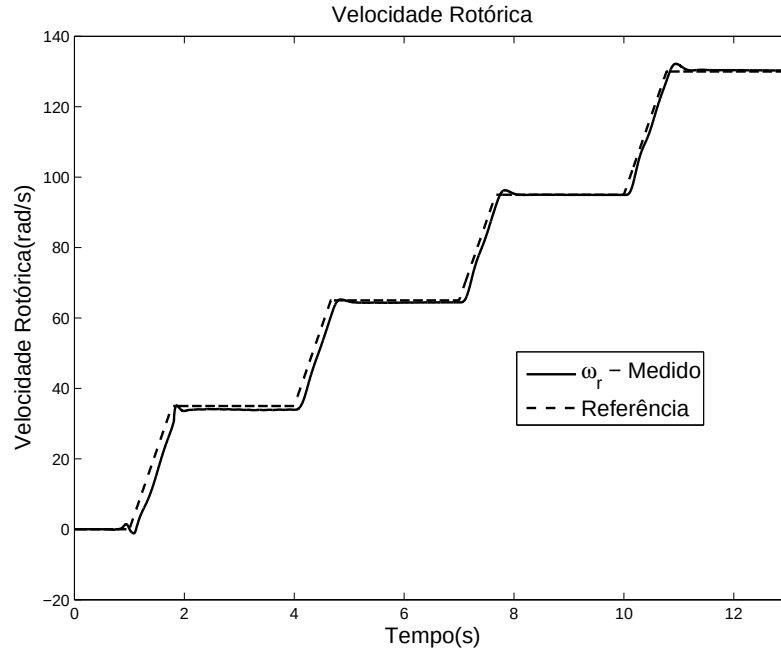


Figura 48: Resposta de Velocidade.

5.4 Controle de Velocidade Sensorless

Para a verificação experimental do controlador proposto foram realizados acionamentos na plataforma descrita no item 5.2. A velocidade usada para realimentar o controlador de velocidade passa pelo Filtro de Kalman, enquanto a velocidade usada para o cálculo das transformações de $qd \rightarrow qd^e$, e vice-versa é a velocidade estimada pelo algoritmo MRAS, embora esta seja mais ruidosa, ela é independente dos parâmetros mecânicos, e também independente do cálculo do torque. Com isso o sistema implementado é apresentado na Figura 49.

O primeiro ensaio consiste em aplicar como referência um degrau de velocidade com rampa suave. A Figura 50 mostra a resposta de velocidade neste acionamento *sensorless*. Nesta situação é imposto um degrau de velocidade de 130rad/s com aceleração de 45rad/s^2 .

A tensão usada no cálculo da estimativa da potência reativa é a tensão de referência para comando das chaves do inversor. Isto é feito para reduzir os custos com o sensor de tensão. Como em baixas velocidades a tensão de acionamento do motor de indução monofásico tem baixo valor em relação a tensão do barramento CC, o inversor de frequên-

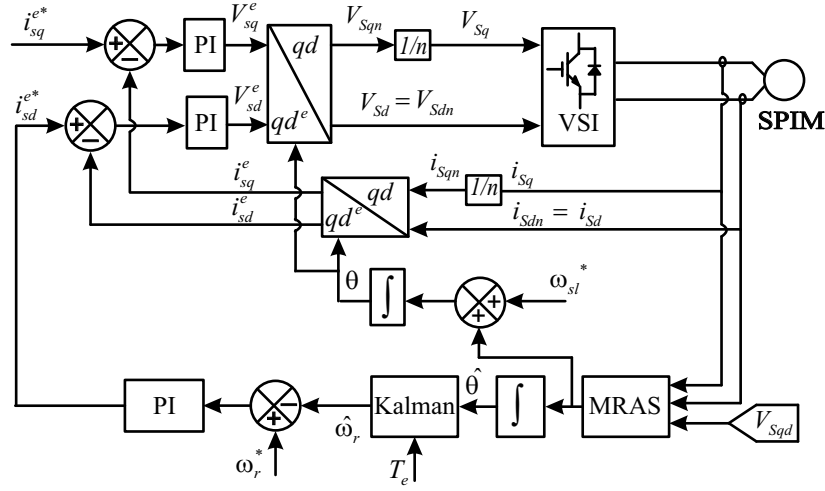


Figura 49: Diagrama de Blocos do Sistema implementado.

cia não sintetiza as mesmas de maneira precisa, com isso existe um erro entre a tensão real aplicada no motor monofásico, e a tensão usada para o cálculo da potência reativa. Devido a isso, e a problemas de ruídos nas medições de correntes pode haver uma divergência entre a velocidade estimada e a velocidade real, em baixas velocidades (PENG; FUKAO; LAI, 1994).

Neste caso para evitar problemas de estimação de velocidade, na partida do motor, ou seja, em velocidades próximas a zero, o algoritmo de estimação de velocidade, considera que a velocidade estimada tenha comportamento idêntico a um modelo, frente a velocidade de referência imposta. Com isto, em baixas velocidades, o motor de indução monofásico é acionado em malha aberta.

Pode ser verificado pela Figura 50, que, para essa faixa de velocidade, o estimador de velocidade MRAS, em conjunto com o controlador com orientação no campo, tiveram bom desempenho com baixo erro de estimação de velocidade, e ainda seguiu a referência de velocidade imposta.

A Figura 51 mostra a velocidade medida no eixo rotórico, e a velocidade estimada que realimenta a malha de controle. Verifica-se que em regime o erro de estimação é próximo a zero, com erro maior de estimação durante os transitórios.

A Figura 52 mostra o erro entre a velocidade estimada e a velocidade medida para o acionamento da Figura 50.

As Figuras 53 (a) e (b) mostram as correntes medidas nos enrolamentos principal e auxiliar, i_{sq} e i_{sd} , respectivamente.

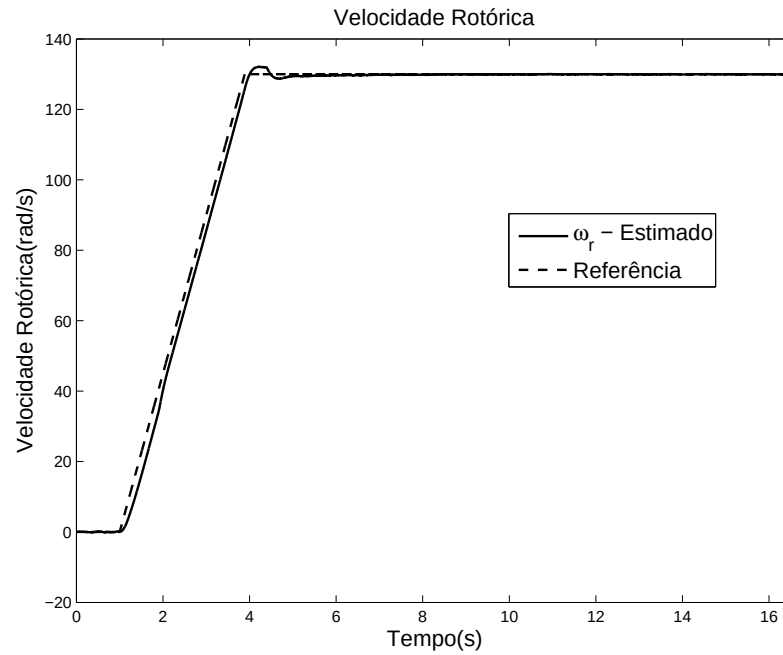


Figura 50: Resposta de Velocidade.

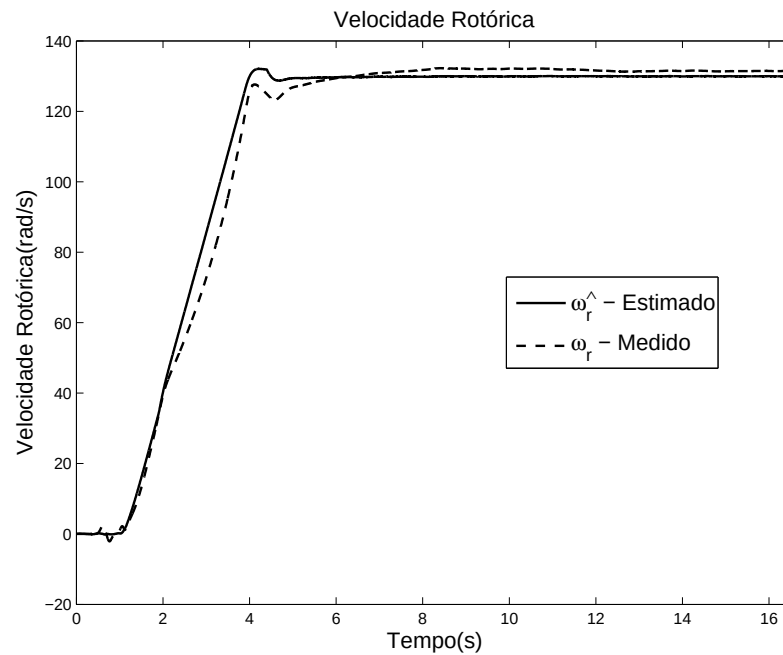


Figura 51: Velocidade Medida e Velocidade Estimada.

A Figura 54 mostra a trajetória das correntes quando a velocidade rotórica atinge seu regime. A partir desta figura é possível verificar que esta descreve uma trajetória elíptica, característica de correntes senoidais.

Para verificar o desempenho do controlador foi realizado ensaio com degraus de velocidade. A Figura 55 mostra um acionamento com degrau de velocidade em 100rad/s e outro degrau em 150rad/s , ambos os degraus com rampa de aceleração de 45rad/s^2 .

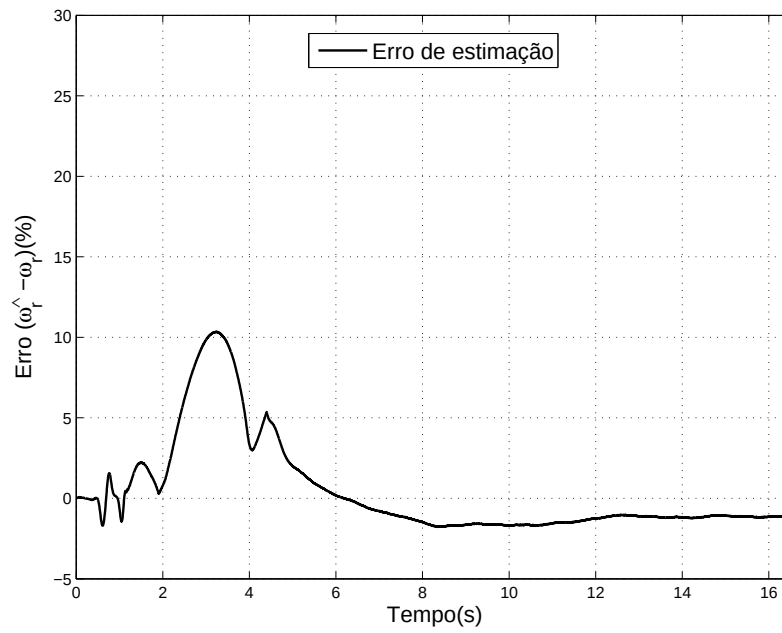


Figura 52: Erro de Estimação de Velocidade.

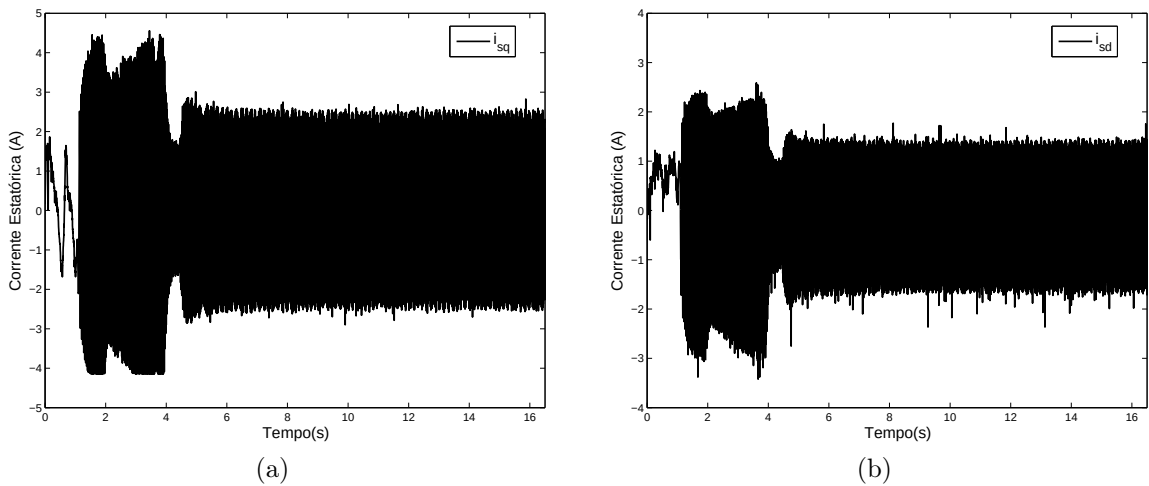


Figura 53: Correntes Estatóricas. (a)Enrolamento Principal, (b)Enrolamento Auxiliar.

A Figura 56 mostra o erro entre a velocidade medida e a velocidade estimada. Verifica-se nesta figura que mesmo após um período transitório com um erro entre a velocidade estimada e a velocidade medida, a velocidade estimada tende a convergir para um valor próximo ao valor verdadeiro, isto é, o erro entre a velocidade estimada e a velocidade medida tende a zero.

A Figura 57 (a) mostra a corrente medida no enrolamento principal durante o acionamento da Figura 55, enquanto a Figura 57 (b) mostra um detalhe no tempo entre 12 e 12.1s.

A Figura 58 (a) mostra a corrente estatórica medida no enrolamento auxiliar, já a

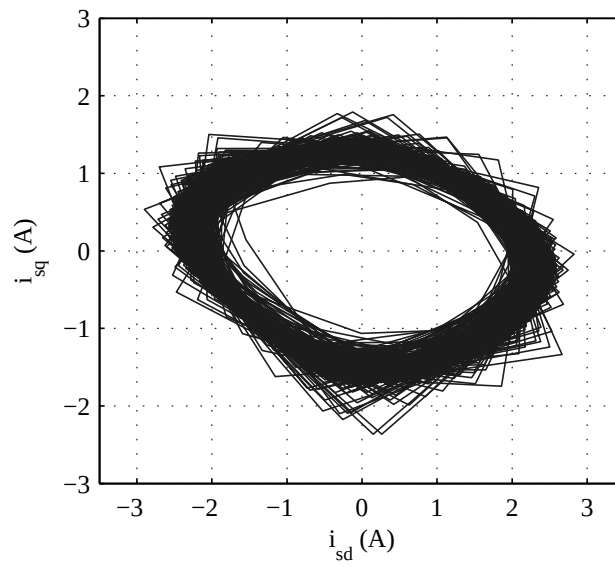


Figura 54: Trajetória das Correntes Estatóricas.

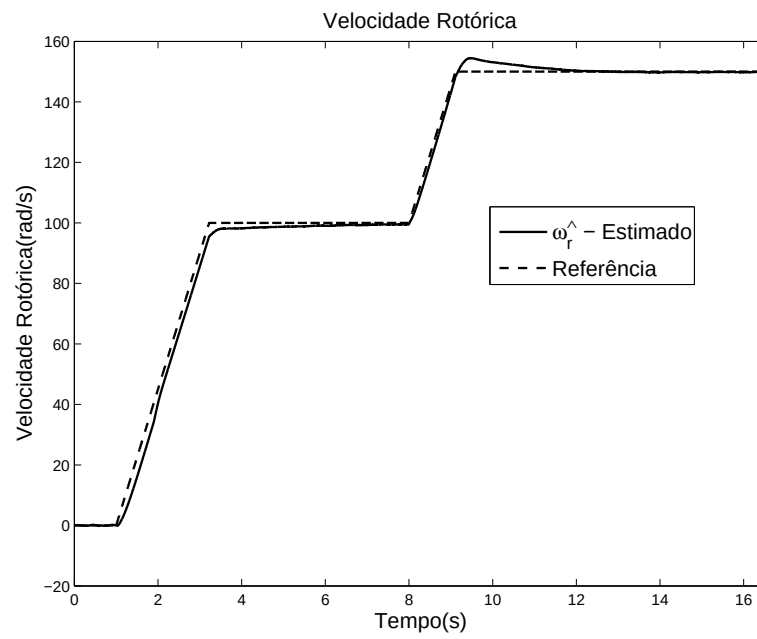


Figura 55: Resposta de Velocidade.

Figura 58 (b) mostra um detalhe dessa corrente, no tempo compreendido entre 12 e 12.1s.

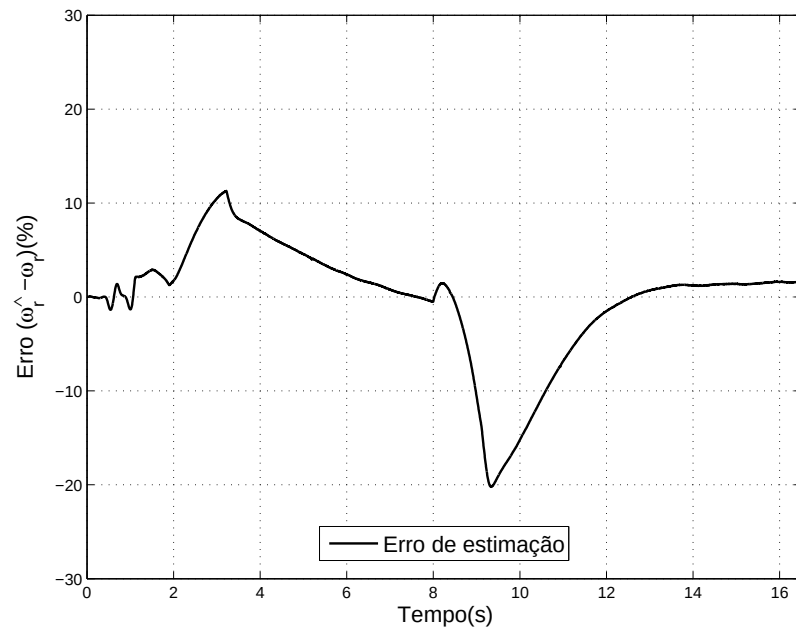
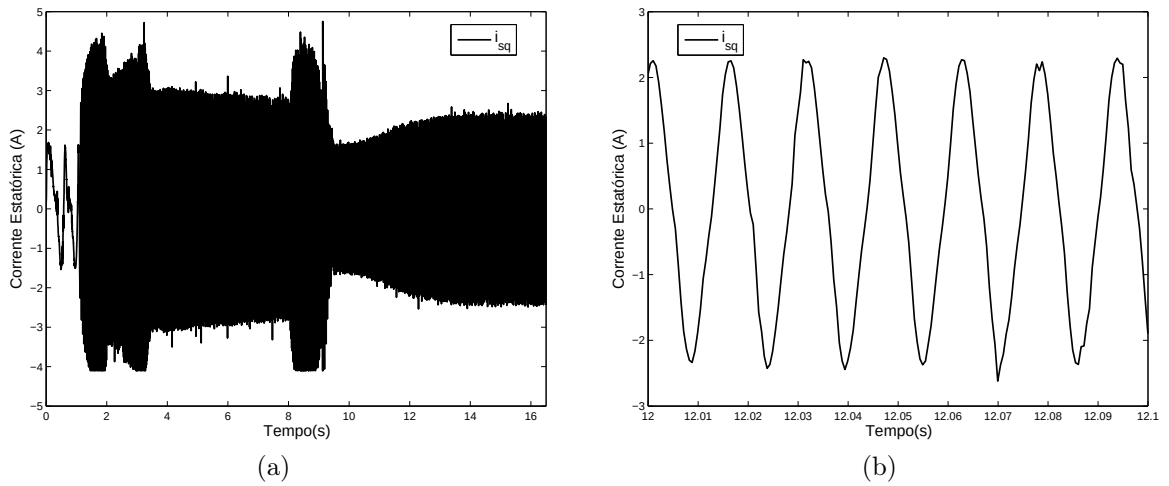
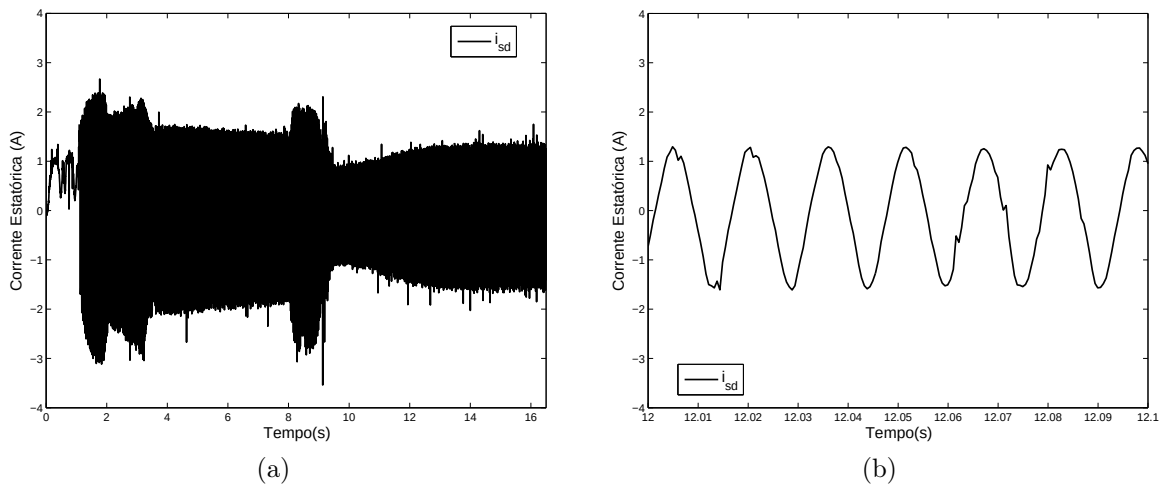


Figura 56: Erro de Estimação de Velocidade.

Figura 57: Corrente Estatórica i_{sq} . (a) Enrolamento Principal, (b) Tempo entre 12 e 12.1s.Figura 58: Corrente Estatórica i_{sd} . (a) Enrolamento Auxiliar, (b) Tempo entre 12 e 12.1s.

6 CONCLUSÃO

6.1 Considerações Finais

O motores de indução monofásicos constituem cerca de 90% dos motores em uso atualmente, os quais têm aplicações mais comuns em residências, porém a grande maioria das aplicações que fazem o uso deste motor, operam em velocidade fixa, o que pode resultar num baixo rendimento em alguns processos. Com o objetivo de se ter variação na velocidade, e ainda controle da mesma sem medição da mesma. este trabalho propôs um método de controle de velocidade *sensorless*, baseado no uso de um estimador de velocidade MRAS aplicado a motores de indução monofásicos.

Inicialmente, buscou-se aplicações e motivação para a realização deste trabalho. Verificou-se que nos últimos anos passou-se a intensificar as pesquisas acerca do controle de velocidade a motores de indução monofásicos. Partiu-se dos acionamentos com conversores estáticos em malha aberta, em seguida verifica-se a aplicação de técnicas de controle de alto desempenho, que inicialmente foram desenvolvidas para motores de indução trifásicos, e nos últimos anos foram adaptadas a motores de indução monofásicos. Nesta revisão da literatura, também verificou-se alguns trabalhos que tratam do controle de velocidade *sensorless*, mas a maioria não apresenta resultados experimentais.

Para o desenvolvimento do trabalho algumas etapas tiveram de serem vencidas e realizadas, as quais podem ser listadas como segue:

- Obtenção de um modelo matemático;
- Obtenção dos parâmetros do motor de indução monofásico estudado, e validação do modelo e parâmetros;
- Estudo, e implementação de uma técnica de controle vetorial aplicada a motores de indução monofásicos que garanta desempenho em ampla faixa de velocidade;
- Estudo, simulação e implementação de um estimador de velocidade rotórica aplicado

a motores de indução monofásicos;

- Desenvolvimento experimental das técnicas de controle e estimação de velocidade desenvolvidas para o motor de indução monofásico.

A primeira etapa, que é mostrada no segundo capítulo deste trabalho é um dos alicerces para realização do mesmo. Para desenvolvimento das técnicas de controle propostas neste trabalho é de fundamental importância a obtenção de um modelo matemático que possa representar o comportamento dinâmico da planta em estudo, neste caso, o motor de indução monofásico. Baseado nas equações das tensões e dos fluxos do motor de indução bifásico assimétrico, foi derivado um modelo, e a partir de então, passou-se a considerar que o motor de indução monofásico sem o capacitor de partida, e sem chave centrífuga pode ser considerado um motor bifásico assimétrico.

Com a obtenção do modelo é necessário a obtenção dos parâmetros desse modelo para a realização das simulações, projeto dos controladores e verificação das técnicas estudadas. Nesta etapa do trabalho houve uma busca na literatura de trabalhos que desenvolvessem estes métodos, entretanto verificou-se a escassez deste tipo de trabalho envolvendo motores de indução monofásicos. A solução encontrada para contornar este problema foi desenvolver um método de obtenção dos parâmetros elétricos do motor de indução monofásico, baseado nos métodos de obtenção de parâmetros do motor de indução trifásico.

Então, para a validação dos parâmetros obtidos foram realizadas diversas simulações que comparam os resultados de simulação com os resultados experimentais a partir de medidas de tensão, corrente e velocidade. Com isso verificou-se que o método encontrou solução para os parâmetros elétricos do motor em estudo, e estes parâmetros podem representar o comportamento dinâmico do motor de indução monofásico.

Assumindo o conhecimento dos parâmetros elétricos do motor de indução monofásico fez-se simulações das técnicas de controle estudadas. A partir da revisão da literatura, verificou-se a necessidade da obtenção de um novo modelo matemático para implementação de técnicas de controle vetorial amplamente difundidas para o caso dos motores de indução trifásicos. Os resultados experimentais apresentados no Capítulo 5 comprovam o desempenho e funcionalidade destas técnicas. Com estes resultados experimentais valida-se a teoria estudada e aplicada sobre o controle vetorial do motor de indução monofásico.

Como solução para o desenvolvimento de um estimador de velocidade, devido a experiência do grupo de pesquisa, partiu-se para a técnica MRAS. A técnica MRAS utilizada foi baseada no cálculo das potências reativas. Para realização deste cálculo foi necessário

o conhecimento das derivadas de corrente e com isto, foi necessária a implementação de um SVF. Além da obtenção das derivadas de corrente, o SVF tem a função de fazer uma filtragem nos sinais de corrente e tensão que possuem ruídos de medida. Ainda foi necessário a obtenção de uma equação para cálculo das correntes magnetizantes a partir das medições das correntes estatóricas.

Na realização das simulações do estimador MRAS foi verificado que a velocidade estimada possui oscilações, devido as assimetrias do motor, fator que é ainda mais crítico na implementação experimental onde as correntes usadas neste estimador estão sujeitas a ruídos. Com isto, verificou-se a necessidade da filtragem da velocidade estimada e para tanto se fez o uso do Filtro de Kalman.

Com o uso do Filtro de Kalman há a eliminação das oscilações e ruídos presentes na saída de velocidade do estimador MRAS, porém o Filtro de Kalman apresenta dependência paramétrica (Coeficiente de Atrito, e Momento de Inércia), que apresentam incerteza neste caso, o que causou problemas na implementação do mesmo. Para solução deste problema buscou-se a realização e implementação de algoritmos de estimação de parâmetros.

Com a solução deste problema, realiza-se o controle de velocidade *sensorless* do motor de indução monofásico. Inicialmente, devido as incertezas comentadas anteriormente, as velocidades estimada e medida divergiam com erro constante em regime. Com a adequação dos valores nominais dos parâmetros mecânicos, isto é, momento de inércia e coeficiente de atrito, na matriz dinâmica do Filtro de Kalman houveram melhoras significativas na estimação de velocidade.

Os resultados apresentados no Capítulo 5 mostram o desempenho satisfatório da técnica desenvolvida. Verifica-se que em todos os ensaios a velocidade segue a referência. Porém, verificam-se erros entre a velocidade estimada e a velocidade real principalmente em transitórios de baixa velocidade, isto é possivelmente erros de parâmetros, tanto elétricos, como mecânicos.

Contudo, os resultados experimentais demonstram a funcionalidade da técnica, e com isto, esta é uma alternativa para os acionamentos que fazem o uso de motor de indução monofásico e precisam de variação de velocidade.

6.2 Proposta para Trabalhos Futuros

Com os estudos realizados verificou-se que a literatura apresenta lacunas quanto ao controle de velocidade *sensorless*, e ainda ainda problemas de ordem prática que dificultam

ou inviabilizam a implementação em grande escala devem ser abordadas.

O primeiro problema que pode ser listado, e como pode ser visto no Capítulo 2, onde se verificam poucos trabalhos acerca do mesmo é a obtenção automática dos parâmetros elétricos do motor de indução monofásico. Trabalhos que façam a estimação destes parâmetros de maneira automática, ou on-line, assim o estudo desses algoritmos é uma proposta de trabalho futuro que tem importância relevante junto a essa área de estudos.

Além do controle vetorial, e PI discreto, outros controladores devem ser investigados e implementados, principalmente técnicas capazes de tratar com incertezas paramétricas. Dentro desses controladores podem-se citar os controladores robustos, como o controle por modos deslizantes, o (*sliding mode control*), os controladores auto sintonizáveis ou controladores adaptativos, e se for necessário para garantir um melhor desempenho e robustez, a união de ambos os controladores.

Outra alternativa para pesquisa, é a investigação de técnicas de controle adaptativas MIMO (*Multiple input, multiple output*). Estas passaram a ser investigadas na década de 1980, mas devido a limitação de hardware para implementação prática na época, foram sendo abandonadas. Nos últimos anos, com a melhora na velocidade de processamento dos hardware estes conceitos vêm sendo novamente empregados e investigados.

Também deve-se investir na pesquisa de técnicas de modulação aplicadas a motores de indução monofásicos. Por exemplo, com o uso de uma técnica de modulação por space vector.

Como proposta de trabalho futuro, também é sugerido o uso de plataformas de baixo custo, com conversores de baixo custo, e baixo volume, bem como uso de sensores de baixo custo. Além disso deve-se investir no uso de sistemas de controle portáteis como uso de DSP ou até mesmo microcontroladores.

REFERÊNCIAS

- BA-THUNYA, A. et al. Single phase induction motor drives-a literature survey. *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International*, p. 911–916, 2001.
- BLAABJERG, F. et al. Comparison of variable speed drives for single-phase induction motors. *Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the*, v. 3, p. 1328–1333 vol.3, 2002.
- BLAABJERG, F. et al. Two-phase induction motor drives. *Industry Applications Magazine, IEEE*, v. 10, n. 4, p. 24–32, July-Aug. 2004. ISSN 1077-2618.
- BLASCHKE, F. The principle of field-orientation as applied to the new transvector close-loop control system for rotating machine. *Siemens Review XXXIX*, p. 217 – 220, 1972.
- CÂMARA, H. T. *Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência Aplicado a Motores de Indução Trifásicos*. 2002. 194 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2002.
- CÂMARA, H. T. *Uma Contribuição ao Controle de Motores de Indução Trifásicos sem o Uso de Sensores Mecânicos*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.
- CECATI, C. et al. A two-phase induction motor back-to-back drive. *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, p. 1394–1399, Nov. 2006. ISSN 1553-572X.
- COLLINS E.R., J.; PUTTGEN, H.; SAYLE W.E., I. Single-phase induction motor adjustable speed drive: direct phase angle control of the auxiliary winding supply. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*, p. 246–252 vol.1, Oct 1988.
- CORRÊA, M. et al. Sensorless control strategies for single-phase induction motor drive system. *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, p. 707–713, Sept. 2005.
- CORRÊA, M. de R. et al. Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 47, n. 4, p. 832–841, Aug 2000. ISSN 0278-0046.
- CORRÊA, M. de R. et al. Vector control strategies for single-phase induction motor drive systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 5, p. 1073–1080, Oct. 2004. ISSN 0278-0046.
- CORRÊA, M. R. Controle por orientação pelo campo de uma máquina de indução monofásica. *4º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP*, 1997.

- COSTA, J. da; CÂMARA, H.; CARATI, E. A microprocessor based prototype for electrical machines control using pwm modulation. *Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on*, v. 2, p. 1083–1088 vol. 2, June 2003.
- CUI, Y.; BLAABJERG, F.; ANDERSEN, G. An asymmetrical space vector method for single phase induction motor. *Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*, v. 4, p. 1276–1278 vol.4, 2002.
- DEPENBROCK, M. Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 3, n. 4, p. 420–429, Oct 1988. ISSN 0885-8993.
- DONLON, J. et al. Power modules for appliance motor control. *Industry Applications Magazine, IEEE*, v. 8, n. 4, p. 26–34, Jul/Aug 2002. ISSN 1077-2618.
- FODOR, D.; KATONA, Z.; SZESZTAY, E. Field-oriented control of induction motors using dsp.
- GARCIA, A. G. P. Mestrado em Planejamento Energético, *Impacto da Lei de Eficiência Energética para Motores Elétricos no Potencial de Conservação de Energia na Indústria*. Rio de Janeiro, RJ: [s.n.], 2003.
- HAFFNER, J. F. *Análise de Estimadores de Fluxo para Implementação de Técnicas de Controle por Campo Orientado Direto em Máquinas de Indução*. 1998. 253 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 1998.
- HOLMES, D.; KOTSOPoulos, A. Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, p. 613–620 vol.1, Oct 1993.
- HOLTZ, J. Sensorless control of induction motor drives. *Proceedings of the IEEE*, v. 90, n. 8, p. 1359–1394, Aug 2002. ISSN 0018-9219.
- HUANG, H.; FUCHS, E.; WHITE, J. Optimization of single-phase induction motor design. ii. the maximum efficiency and minimum cost of an optimal design. *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, v. 3, n. 2, p. 357–366, Jun 1988. ISSN 1558-0059.
- JABBAR, M.; KHAMBADKONE, A.; YANFENG, Z. Space-vector modulation in a two-phase induction motor drive for constant-power operation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 5, p. 1081–1088, Oct. 2004. ISSN 0278-0046.
- JACOBINA, C. et al. A simple indirect field oriented control of induction machines without speed measurement. *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, v. 3, p. 1809–1813 vol.3, 2000.
- JIMOH, A.; OMOZUSI, O.; OJO, O. Parameter estimation of single-phase induction machines. *Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99*, p. 326–328, May 1999.
- KOSOW, I. L. *Máquinas Elétricas e Transformadores*. 14. ed. [S.l.]: Globo, 2000.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCHUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery*. 2. ed. [S.l.]: Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995.

- LEONHARD, W. *Control of Electrical Drives*. 2. ed. [S.l.]: Springer, 1997.
- LIPO, T. A.; CHANG, K. C. A new approach to flux and torque-sensing in induction machines. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-22, n. 4, p. 731–737, July 1986. ISSN 0093-9994.
- LIU, T.-H.; WANG, P.-C. Implementation of a single phase induction motor control on a dsp based system. *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE*, p. 514–521 vol.1, Jun 1994.
- MARTINS, O.; CÂMARA, H.; GRÜNDLING, H. Comparison between mrls and mras applied to a speed sensorless induction motor drive. *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, p. 1–6, June 2006. ISSN 0275-9306.
- MARTINS, O. S. *Comparação de Técnicas de Controle de Velocidade Sensorless aplicadas a Motores de Indução em Plataforma DSP*. 2006. 129 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.
- MCPHERSON, G.; LARAMORE, R. D. *An Introduction to Eletrical Machines and Transformers*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, 1990.
- Ministério de Minas e Energia. *Balanço Energético Nacional*. Brasil, 2008. Disponível em: <"http://www.mme.gov.br/">. Acesso em: 01 de setembro de 2008.
- MULJADI, E. et al. Adjustable ac capacitor for a single-phase induction motor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 3, p. 479–485, May/Jun 1993. ISSN 0093-9994.
- NABAE, A. et al. An approach to flux control of induction motors operated with variable-frequency power supply. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-16, n. 3, p. 342–350, May 1980. ISSN 0093-9994.
- NEVES, F. et al. Single-phase induction motor drives with direct torque control. *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, v. 1, p. 241–246 vol.1, Nov. 2002.
- OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. 2. ed. [S.l.]: Prentice-Hall, Inc., 1995.
- OJO, O.; OMOZUSI, O. Parameter estimation of single-phase induction machines. *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, v. 4, p. 2280–2287 vol.4, Sep-4 Oct 2001.
- ONG, C.-M. *Dynamic Simulation of Electric Machinery*. 1. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1998.
- PENG, F.-Z.; FUKAO, T. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 5, p. 1234–1240, Sep/Oct 1994. ISSN 0093-9994.
- PENG, F.-Z.; FUKAO, T.; LAI, J.-S. Low-speed performance of robust speed identification using instantaneous reactive power for tachless vector control of induction motors. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*, p. 509–514 vol.1, Oct 1994.

- RAHMAN, M.; ZHONG, L. A variable speed single-phase induction motor drive using a smart power module. *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 429)*, p. 407–412, Sept. 1996. ISSN 0537-9989.
- ROCHA, R. et al. Estratégia de controle para acionamento a velocidade variável para motores monofásicos com operação otimizada. *4º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP*, 1997.
- SCHAUDER, C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 5, p. 1054–1061, Sep/Oct 1992. ISSN 0093-9994.
- TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-22, n. 5, p. 820–827, Sept. 1986. ISSN 0093-9994.
- VAEZ-ZADEH, S.; HAROONI, S. Decoupling vector control of single phase induction motor drives. *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, p. 733–738, 2005.
- VAEZ-ZADEH, S.; REICY, S. Sensorless vector control of single-phase induction motor drives. *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, v. 3, p. 1838–1842 Vol. 3, Sept. 2005.
- WEKHANDE, S. et al. A low cost inverter drive for 2-phase induction motor. *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, v. 1, p. 428–431 vol.1, 1999.
- WELLS, J. et al. Low-cost single-phase powered induction machine drive for residential applications. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, v. 3, p. 1579–1583 Vol.3, 2004.
- YOUNG, C.-M.; LIU, C.-C.; LIU, C.-H. New inverter-driven design and control method for two-phase induction motor drives. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, v. 143, n. 6, p. 458–466, Nov 1996. ISSN 1350-2352.

APÊNDICE A - PROJETO DOS CONTROLADORES PI

A.1 Projeto dos Controladores PIs Elétricos

Para o projeto dos controladores PIs de correntes considera-se que a planta do sistema seja dada pela Figura 22, onde que o acoplamento entre as correntes é considerado um distúrbio, e também onde a função de transferência da planta é dada pela equação (A.1).

$$G_p(s) = \frac{1}{sL_{sd}\sigma_d + R_{sd}} \quad (\text{A.1})$$

A função de transferência de um controlador PI é dada pela equação (A.2),

$$G_c(s) = K_{PS} + \frac{K_{IS}}{s} \quad (\text{A.2})$$

Represando o controlador e a planta em um única função de transferência, tem-se,

$$T(s) = \frac{sK_{PS} + K_{IS}}{s(sL_{sd}\sigma_d + R_{sd})} \quad (\text{A.3})$$

Em malha fechada com realimentação unitária, a equação (A.3) pode ser reescrita como,

$$T(s) = \frac{sK_{PS} + K_{IS}}{L_{sd}\sigma_d s^2 + (K_{PS} + R_{sd})s + K_{IS}} \quad (\text{A.4})$$

Dividindo-se todos os termos da equação (A.4) pelo termo $(L_{sd}\sigma_d)$, tem-se uma função de transferência que representa o laço de controle da malha elétrica. Assim,

$$T(s) = \frac{\frac{sK_{PS}}{\sigma_d L_{sd}} + \frac{K_{IS}}{\sigma_d L_{sd}}}{s^2 + \frac{(R_{sd} + K_{PS})s}{\sigma_d L_{sd}} + \frac{K_{IS}}{\sigma_d L_{sd}}} \quad (\text{A.5})$$

Assumindo que a resistência do estator no enrolamento auxiliar R_{sd} é muito menor em relação aos ganhos do controlador, e pode ser desprezada, pode-se reescrever a equação (A.5) como,

$$T(s) = \frac{\frac{sK_{PS}}{\sigma_d L_{sd}} + \frac{K_{IS}}{\sigma_d L_{sd}}}{s^2 + \frac{sK_{PS}}{\sigma_d L_{sd}} + \frac{K_{IS}}{\sigma_d L_{sd}}} \quad (\text{A.6})$$

Com isso a equação (A.6) é idêntica a expressão de um sistema de segunda ordem no domínio da frequência, da forma que a expressão de um sistema de segunda ordem é dada por,

$$T_{ref}(s) = \frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{ref}(j\omega_b)} = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (\text{A.7})$$

Onde ω_b é a largura de banda, ζ é o coeficiente de amortecimento, ω_n é a velocidade natural da resposta do sistema em rad/s .

Definindo $I(j\omega_b)$ como a saída da planta, e $I_{ref}(j\omega_b)$ como a referência, a largura de banda é dada por,

$$20\log\left(\frac{I(j\omega_b)}{I_{ref}(j\omega_b)}\right) = -3dB \quad (\text{A.8})$$

Considerando que a largura de banda é definida quando o módulo do sinal de saída tenha amplitude $0.707 pu$, comumente usa-se $3.01dB$ no lugar de $3dB$, que resulta um ganho de 0.707 no módulo da equação (A.8). Logo,

$$\left\| \frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{ref}(j\omega_b)} \right\| = \left\| \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \right\| = 0.707 \quad (\text{A.9})$$

Resolvendo a equação (A.9), tem-se,

$$\left\| \frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{ref}(j\omega_b)} \right\| = \frac{\sqrt{(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_b^2) + (2\zeta\omega_n\omega_b)^2}} = 0.707 \quad (\text{A.10})$$

Da equação (A.10) pode-se obter,

$$(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4 = 0.5 [(\omega_n^2 - \omega_b^2) + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2] \quad (\text{A.11})$$

Isolando o termo ω_n^4 na equação (A.11),

$$\omega_n^4 = 0.5 [(\omega_n^2 - \omega_b^2) + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2] - (4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2) \quad (\text{A.12})$$

Dividindo ambos os lados da equação (A.12) por ω_n^4 ,

$$1 = 0.5 \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right) \right\} - 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (\text{A.13})$$

É possível se verificar que a equação (A.13) tem a forma de uma equação de segundo grau, assim para simplificação da mesma define-se,

$$a = \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (\text{A.14})$$

Substituindo (A.14) na equação (A.13).

$$1 = 0.5 [(1 - a)^2 + 4\zeta^2 a] - 4\zeta^2 a \quad (\text{A.15})$$

Reescrevendo a equação (A.15),

$$-0.5a^2 + (2\zeta^2 + 1)a + 0.5 = 0 \quad (\text{A.16})$$

Resolvendo a equação (A.16),

$$a = (2\zeta^2 + 1) \pm \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1} \quad (\text{A.17})$$

Substituindo o valor de a dado na equação (A.14), na equação (A.17), tem-se,

$$\omega_b^2 = \omega_n^2 (2\zeta^2 + 1) \pm \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1} \quad (\text{A.18})$$

que pode ser reescrita como,

$$\omega_b = \omega_n \sqrt{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \quad (\text{A.19})$$

Com isso pode-se calcular os ganhos do compensador PI para as malhas de corrente. A partir da função de transferência dada em (A.6) que representa a planta, e a função de transferência dada em (A.7) que representa uma planta de segunda ordem. Assim,

$$2\zeta\omega_n = \frac{K_{PS}}{\sigma_d L_{sd}} \quad (\text{A.20})$$

Logo, K_{PS} é dado quando se substitui a equação (A.19) na equação (A.20).

$$K_{PS} = \frac{2\zeta\omega_b\sigma_d L_{sd}}{\sqrt{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}}} \quad (\text{A.21})$$

O ganho K_{IS} é calculado a partir de,

$$\omega_n^2 = \frac{K_{IS}}{\sigma_d L_{sd}} \quad (\text{A.22})$$

Logo K_{IS} é reescrito pela equação (A.23),

$$K_{IS} = \frac{\omega_b^2 \sigma_d L_{sd}}{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \quad (\text{A.23})$$

Os ganhos discretos, de acordo com (OGATA, 1995), são dados por,

$$K_{IZ} = K_{IS} t_s \quad (\text{A.24})$$

$$K_{PZ} = K_{PS} - \frac{K_{IS} t_s}{2} \quad (\text{A.25})$$

A.2 Projeto do Controlador PI Mecânico

A função de transferência de um controlador PI foi dada na equação (A.2), renomeando os índices dessa equação tem-se que a função de transferência do controlador PI de velocidade é dada por,

$$G_{mec} = K_{PVS} + \frac{K_{IVS}}{s} \quad (A.26)$$

De maneira análoga ao projeto do controlador PI de corrente, faz-se o projeto do controlador PI de velocidade. Considerando que a equação do Torque Eletromagnético dada por (3.67) possa ser relacionada pela corrente i_{sq}^e da forma que a equação do torque possa ser reescrita por,

$$T_e = K_{TN} i_{sq}^e \quad (A.27)$$

Onde $K_{TN} = \frac{pL_{md}^2 i_{sd}^e}{L_{rd}}$ é definida como a constante de torque nominal para o motor de indução monofásico.

Com isto a malha mecânica do motor de indução monofásico, desprezando distúrbios de torque, pode ser representada pela Figura 59, onde a função de transferência é dada pela equação (A.28).

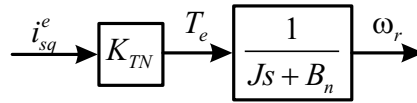


Figura 59: Malha mecânica do motor de indução monofásico.

$$G_{mec} = \frac{K_{TN}}{Js + B_n} \quad (A.28)$$

De maneira análoga ao controlador de corrente, fazendo representação da planta e do controlador com realimentação unitária, tem-se,

$$T_{mec}(s) = \frac{\omega(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{(K_{PVS}K_{TN}/J)s + (K_{IVS}K_{TN}/J)}{s^2 + (K_{PVS}K_{TN}/J)s + (K_{IVS}K_{TN}/J)} \quad (A.29)$$

De maneira idêntica a partir da função de transferência dada em (A.29), da planta de segunda ordem dada em (A.7), pode-se calcular o ganho proporcional do controlador PI de velocidade,

$$2\zeta\omega_n = \frac{K_{PVS}K_{TN}}{J} \quad (A.30)$$

Resolvendo a equação (A.30) com base na equação (A.19), tem-se,

$$K_{PVS} = \frac{J}{K_{TN}} \frac{2\zeta\omega_b}{\sqrt{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}}} \quad (\text{A.31})$$

O ganho integral do controlador PI é calculado por,

$$\omega_n^2 = \frac{K_{IVS}K_{TN}}{J} \quad (\text{A.32})$$

A qual é resolvida por,

$$K_{IVS} = \frac{J}{K_{TN}} \frac{\omega_b^2}{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \quad (\text{A.33})$$

Os ganhos discretos desse controlador de velocidade são dados por,

$$K_{IVZ} = K_{IVS}t_s \quad (\text{A.34})$$

$$K_{PVZ} = K_{PVS} - \frac{K_{IVS}t_s}{2} \quad (\text{A.35})$$