

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

**CONTROLE ADAPTATIVO ROBUSTO POR MODELO  
DE REFERÊNCIA APLICADO AO CONTROLE DE  
VELOCIDADE E DE POSIÇÃO DE MOTORES  
SÍNCRONOS A ÍMÃS PERMANENTES**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Douglas Dotto de Oliveira**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2011**

**CONTROLE ADAPTATIVO ROBUSTO POR MODELO  
DE REFERÊNCIA APLICADO AO CONTROLE DE  
VELOCIDADE E DE POSIÇÃO DE MOTORES  
SÍNCRONOS A ÍMÃS PERMANENTES**

**por**

**Douglas Dotto de Oliveira**

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 – D.Sc.**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2011**

---

©2011

Todos os direitos autorais reservados a Douglas Dotto de Oliveira. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor. Endereço: Rua Doutor Leovegildo Leal de Moraes, Camobi, Nº 325, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97110-820

Fone: (0xy) 55 33470308; Celular: (0xy) 55 91691324;

Endereço Eletrônico: [douglas.dougdotto@gmail.com](mailto:douglas.dougdotto@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

**CONTROLE ADAPTATIVO ROBUSTO POR MODELO  
DE REFERÊNCIA APLICADO AO CONTROLE DE  
VELOCIDADE E DE POSIÇÃO DE MOTORES  
SÍNCRONOS A ÍMÃS PERMANENTES**

elaborada por  
**Douglas Dotto de Oliveira**

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

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

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

---

**Prof. Marcio Stefanello, Dr. Eng. (UNIPAMPA)**

---

**Prof. Vinícius Foletto Montagner, Dr. Eng. (UFSM)**

Santa Maria, 26 de agosto de 2011

À minha família, Antônio, Liane e Fernanda por todo o amor e apoio incondicionais oferecidos na jornada desta vida

*“Em relação a todos os atos de iniciativa e de criação, existe uma verdade fundamental cujo desconhecimento mata inúmeras idéias e planos esplêndidos: a de que no momento em que nos comprometemos definitivamente, a providência move-se também. Toda uma corrente de acontecimentos brota da decisão, fazendo surgir a nosso favor toda sorte de incidentes e encontros e assistência material que nenhum homem sonharia que viesse em sua direção. O que quer que você possa fazer ou sonhe que possa, faça. Coragem contém genialidade, poder e magia. Comece agora.”*

Johann Wolfgang Von Goethe

# ***AGRADECIMENTOS***

Quero agradecer inicialmente ao Professor Hilton Abílio Gründling, pela amizade, pela confiança depositada neste trabalho, por sua sábia orientação e por sua disposição diária na busca de soluções de problemas científicos e tecnológicos que se apresentaram durante a execução deste trabalho.

Gostaria também de agradecer ao Professor Márcio Stefanello, por sua amizade e pelo intercâmbio de conhecimentos que foram de fundamental importância para a viabilização do deste trabalho.

Também gostaria de agradecer aos Professores Humberto Pinheiro, Vinícius Foletto Montagner, Douglas Schirmer Schramm e José Renes Pinheiro pelo conhecimento e pela experiência transmitidos nas disciplinas do mestrado.

Aos colegas do GEPOC, quero agradecer aos amigos Rodrigo Varella Tambara, Samuel Pollato, Rodrigo Z, Azzolin, Luiz Antonio M. Junior, Jorge Rodrigo Massing, Ivan Gabe, Cristiane Gastaldini, Rodrigo P. Vieira, Rafael Scapini, Felipe Grigoletto Rodrigo G. Tonin, pela convivência diária e pelas constantes trocas de idéias e conhecimentos em prol do crescimento do grupo e deste trabalho em si.

Aos funcionários do NUPEDEE e PPGEE pela atenção e profissionalismo. A Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pelo espaço e suporte contínuo sempre visando ajudar a resolver os problemas do dia a dia de trabalho. Agradeço a UFSM pelo ensino público e de qualidade. Agradeço a Capes pelo apoio financeiro.

Agradeço a um sem-número de amigos e familiares que fora dos muros da universidade ofereceram seu apoio em momentos difíceis da minha vida pessoal que dificultaram a conclusão deste trabalho.

E agradeço principalmente a minha família pelo suporte material e psicológico em todas as fases da minha vida e também ao maior engenheiro de controle de todos, o Criador, por estar sempre comigo.

# RESUMO

Dissertação de Mestrado

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

## **CONTROLE ADAPTATIVO ROBUSTO POR MODELO DE REFERÊNCIA APLICADO AO CONTROLE DE VELOCIDADE E DE POSIÇÃO DE MOTORES SÍNCRONOS A ÍMÃS PERMANENTES**

AUTOR: DOUGLAS DOTTO DE OLIVEIRA

ORIENTADOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING – UFSM

Local da defesa e data: Santa Maria, 26 de agosto de 2011.

Este trabalho propõe duas estratégias de controle vetorial para motores síncronos a ímãs permanentes (MSIP's). Destinam-se ao controle de velocidade e de posição, respectivamente, e são baseados em uma lei de controle chamada VS-RMRAC. Não tendo sido aplicado ainda ao controle de máquinas elétricas, a lei de controle VS-RMRAC apresenta características de robustez que são potencialmente vantajosas do ponto de vista da dinâmica em malha fechada de MSIP's. Também apresenta condições de projeto e estabilidade robusta bem estabelecidas para o tempo discreto, o que facilita sua implementação digital. Ambas as estruturas de controle são descritas e suas respectivas metodologias de projeto são apresentadas. A partir de resultados de simulação, o comportamento e desempenho de ambas são analisados frente a perturbações de carga e incertezas paramétricas. O esquema de controle de velocidade e seus resultados de simulação são validados experimentalmente. Este esquema é implementado digitalmente com aritmética de ponto fixo utilizando DSP TMS320F2812. As potencialidades e limitações de ambos os esquemas são, por fim, discutidos.

**Palavras-chave:** Motores síncronos a ímãs permanentes, Controle adaptativo robusto por modelo de referência, Controle vetorial, Incertezas paramétricas, Robustez.

# ABSTRACT

Master's Dissertation

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

## **MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL APPLIED TO THE SPEED AND POSITION CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS**

AUTHOR: DOUGLAS DOTTO DE OLIVEIRA  
ADVISOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING – UFSM  
Place and Date: Santa Maria, August 26, 2011.

This work proposes two vector control schemes for permanent magnet synchronous motors. They are destined to speed and position control, respectively, and are based on a control law called VS-RMRAC. Not being yet applied to the electric machines control, the VS-RMRAC control law presents robustness features that are potentially advantageous from the point of view of the closed loop PMSM dynamics. It also presents well established design and robust stability conditions, which makes its digital implementation easier. Both control structures are described and its respective design methods are presented. From simulation results, the behavior and performance of both structures are analyzed in face of load disturbances and parameter uncertainties. The speed control scheme and its simulation results are validated experimentally. This scheme is digitally implemented with fixed-point arithmetic using a TMS320F2812 DSP. Both schemes with its potentialities and limitations are then discussed.

**Key words:** Permanent magnet synchronous motors, Model reference adaptive control, Vector control, Parameter uncertainties, Robustness.

# SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO .....	25
1.1 Motivações do trabalho e proposta.....	30
1.1.1 Objetivos .....	34
1.2 Revisão Bibliográfica .....	34
1.3 Organização da dissertação .....	37
1.4 Sumário do Capítulo .....	38
2. MODELO DINÂMICO DO MOTOR SÍNCRONO A ÍMÃS PERMANENTES.....	39
2.1 Considerações Gerais .....	39
2.2 O Modelo Dinâmico do MSIP .....	39
2.3 Obtenção dos parâmetros do modelo dinâmico do MSIP .....	45
2.3.1 Obtenção dos parâmetros elétricos do MSIP .....	46
2.3.2 Obtenção dos parâmetros mecânicos do MSIP.....	49
2.4 Sumário do Capítulo.....	55
3. CONTROLE VS-RMRAC DE VELOCIDADE.....	57
3.1 Considerações Gerais .....	57
3.2 O Controlador VS-RMRAC.....	58
3.2.1 Leis de controle MRAC e RMRAC .....	58
3.2.2 Notação do capítulo.....	62
3.2.3 Hipóteses sobre a planta e sobre o modelo de referência .....	63
3.2.4 Estrutura do algoritmo RMRAC clássico .....	64
3.2.5 Projeto do algoritmo de controle VS-RMRAC.....	68
3.2.6 Adaptação do algoritmo de controle VS-RMRAC ao controle de velocidade do MSIP .....	70
3.3 Controle Proporcional-Integral (PI) das Correntes Estatóricas.....	73
3.4 O Filtro de Kalman.....	75
3.5 A Estrutura de Controle Proposta.....	78
3.6 Resultados de Simulação .....	79
3.7 Sumário do Capítulo.....	89
4. CONTROLE VS-RMRAC DE POSIÇÃO .....	91
4.1 Considerações Gerais .....	91
4.2 A Lei de Controle VS-RMRAC Aplicada ao Controle de Posição do MSIP .....	92

4.2.1	Modelo mecânico do MSIP e modelo de referência para o caso do controle de posição.....	92
4.2.2	Preparação da lei de controle para o caso do controle de posição .....	94
4.2.3	Preparação da lei de adaptação paramétrica para o caso do controle de posição ....	97
4.3	A Estrutura de Controle de Posição Proposta.....	100
4.4	Resultados de Simulação .....	101
4.5	Sumário do Capítulo.....	118
5.	<i>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</i> .....	120
5.1	Considerações Gerais .....	120
5.2	Descrição da Bancada de Ensaios .....	120
5.2.1	Sistema de aquisição e controle - DSP.....	122
5.2.2	Medição da posição .....	124
5.2.3	Medição das correntes estatóricas .....	126
5.2.4	Características do conversor .....	127
5.2.5	Características do motor síncrono a ímãs permanentes.....	128
5.3	Resultados Experimentais.....	129
5.4	Sumário do Capítulo.....	139
6.	<i>CONCLUSÃO</i> .....	140
6.1	Síntese do Trabalho e Conclusões.....	140
6.2	Sugestões para Trabalhos Futuros.....	144
	<i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</i> .....	145
	<i>APÊNDICE A – MODELAGEM DO MSIP</i> .....	151
A.1	Considerações Gerais .....	151
A.2	Transformada Trifásico-Bifásica: Transformada de Clarke .....	152
A.3	Transformada de Rotação: Transformada de Park.....	157
A.4	Sumário.....	163
	<i>APÊNDICE B – ANÁLISE DE ESTABILIDADE DA LEI DE CONTROLE VS-RMRAC</i> .....	164

# ***LISTA DE FIGURAS***

Figura 1. Classificação geral dos motores elétricos (Hanselman, 1994) .....	26
Figura 2. Exemplo da configuração mecânica de: (a) MSIPFR's e de (b) MSIPFRA's .....	27
Figura 3. Cortes transversais de MSIP's: (a) MSIPSUP de dois pares de pólos com ímãs colados, MSIPSUP de dois pares de pólos com ímãs incrustados e (c) MSUPI de quatro pares de pólos .....	29
Figura 4. Circuito trifásico equivalente do MSIP .....	40
Figura 5. Relação fasorial entre os diferentes eixos que modelam a dinâmica elétrica do MSIP .....	42
Figura 6. Representação gráfica do modelo dinâmico do MSIP .....	44
Figura 7. Sistema dinâmico do MSIP com correntes controladas por leis de controle PI e com velocidade em malha aberta .....	50
Figura 8. Correntes $i_d$ e $i_q$ e suas respectivas referências .....	51
Figura 9. Resposta da velocidade rotórica .....	52
Figura 10. Resposta de $\omega_r$ ao degrau .....	53
Figura 11. Degrau de corrente $i_q$ aplicado ao MSIP e sua referência $i_{qref}$ .....	53
Figura 12. Estrutura genérica de um controlador adaptativo .....	59
Figura 13. Estrutura genérica de um controlador MRC .....	60
Figura 14. Estrutura genérica de um controlador MRAC indireto .....	60
Figura 15. Estrutura genérica de um controlador MRAC direto .....	61
Figura 16. Estrutura de controle vetorial de velocidade proposta .....	71
Figura 17. Resposta de velocidade em malha fechada para o MSIP operando em vazio, de $\omega_r$ , $\omega_{rk}$ e $\omega_{rm}$ .....	83
Figura 18. Resposta de $i_d$ e $i_q$ para o MSIP operando a vazio e suas respectivas referências, $i_{dref}$ e $i_{qref}$ .....	83
Figura 19. Erro de rastreamento $e_l$ para o MSIP operando a vazio .....	84
Figura 20. Erros de rastreamento $e_d$ e $e_q$ para o MSIP operando a vazio .....	84
Figura 21. Evolução dos parâmetros do controlador VS-RMRAC para o MSIP operando a vazio .....	85
Figura 22. Degrau de torque de carga aplicado ao eixo do rotor em $t = 10$ s .....	86

Figura 23. Resposta de velocidade em malha fechada, para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$ Nm), para $\omega_r$ , $\omega_{rK}$ e $\omega_{rm}$ .....	87
Figura 24. Resposta de $i_d$ e $i_q$ para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$ Nm) e suas respectivas referências, $i_{dref}$ e $i_{qref}$ .....	87
Figura 25. Erro de rastreamento $e_l$ para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$ Nm) .....	88
Figura 26. Erros de rastreamento $e_d$ e $e_q$ para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$ Nm) .....	88
Figura 27. Evolução dos parâmetros do controlador VS-RMRAC para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$ Nm) .....	89
Figura 28. Estrutura de controle vetorial de posição proposta .....	100
Figura 29. Resposta em malha fechada para $\theta_r$ e $\theta_{rm}$ , para o MSIP operando a vazio com $\theta_{ref}$ senoidal .....	106
Figura 30. Evolução dos parâmetros $\theta_{id}$ para o caso apresentado na Figura 29 .....	106
Figura 31. Resposta em malha fechada para $\theta_r$ e $\theta_{rm}$ , para o MSIP operando a vazio com $\theta_{ref}$ senoidal (utilizando o vetor em (4.42) como $\theta_C(0)$ ) .....	108
Figura 32. Evolução dos parâmetros $\theta_{id}$ para o caso apresentado na Figura 29 .....	109
Figura 33. Resposta da posição em malha fechada, para o MSIP operando a vazio com $\theta_{ref}$ em rampa, de $\theta_r$ e $\theta_{rm}$ (utilizando o vetor em (4.42) como $\theta_C(0)$ ) .....	110
Figura 34. Resposta de $i_d$ e $i_q$ para o MSIP operando com a vazio e suas respectivas referências, $i_{dref}$ e $i_{qref}$ .....	110
Figura 35. Erro de rastreamento $e_l$ para o MSIP operando a vazio .....	111
Figura 36. Erros de rastreamento $e_d$ e $e_q$ para o MSIP operando a vazio .....	111
Figura 37. Evolução dos parâmetros $\theta_{id}$ (MSIP operando a vazio) .....	112
Figura 38. Evolução dos parâmetros $\theta_{is}$ (MSIP operando a vazio) .....	113
Figura 39. Evolução dos parâmetros $\theta_i$ (MSIP operando a vazio) .....	113
Figura 40. Resposta da posição em malha fechada, para o MSIP operando com degrau de car com $\theta_{ref}$ em rampa, de $\theta_r$ e $\theta_{rm}$ (utilizando o vetor em (4.42) como $\theta_C(0)$ ) .....	114
Figura 41. Torque de carga ( $\tau_l$ ) aplicada ao eixo do MSIP .....	114
Figura 42. Resposta de $i_d$ e $i_q$ para o MSIP operando sob imposição de carga e suas respectivas referências, $i_{dref}$ e $i_{qref}$ .....	115
Figura 43. Erro de rastreamento $e_l$ para o MSIP operando sob carga .....	115
Figura 44. Erros de rastreamento $e_d$ e $e_q$ para o MSIP operando sob carga .....	116
Figura 45. Evolução dos parâmetros $\theta_{id}$ (MSIP operando sob carga) .....	117

Figura 46. Evolução dos parâmetros $\theta_{is}$ (MSIP operando sob carga).....	117
Figura 47. Evolução dos parâmetros $\theta_i$ (MSIP operando sob carga).....	118
Figura 48. Organização da bancada de testes.....	121
Figura 49. DSP (linha vermelha), kit de aplicação (linha verde), placas condicionadoras dos sinais de corrente (linha amarela), placa de aquisição do sinal de posição (linha azul) e conectores dos cabos de fibra óptica para condução do sinal PWM gerado pelo DSP .....	124
Figura 50. Transmissão serial do <i>encoder</i> .....	125
Figura 51. <i>Encoder</i> absoluto utilizado acoplado ao eixo do MSIP .....	126
Figura 52. Placa de aquisição do sinal do <i>encoder</i> .....	126
Figura 53. Placa de aquisição dos sinais de corrente .....	127
Figura 54. Módulo retificador inversor.....	128
Figura 55. MSIP modelo SWA 56-7.0-30.....	129
Figura 56. Resposta de velocidade em malha fechada para o MSIP operando em vazio, de $\omega_r$ , $\omega_{rK}$ e $\omega_{rm}$ .....	130
Figura 57. Sinais de posição $\theta_r$ e $\theta_{rK}$ durante os 7 primeiros segundos do acionamento apresentado na Figura 55.....	131
Figura 58. Resposta de $i_d$ e $i_q$ para o MSIP operando a vazio e suas respectivas referências, $i_{dref}$ e $i_{qref}$ .....	131
Figura 59. Erro de rastreamento $e_l$ para o MSIP operando a vazio.....	132
Figura 60. Erros de rastreamento $e_d$ e $e_q$ para o MSIP operando a vazio.....	132
Figura 61. Evolução dos parâmetros do controlador VS-RMRAC para o MSIP operando a vazio .....	133
Figura 62. Resposta de velocidade em malha fechada, para o MSIP operando com adição de carga, para $\omega_r$ , $\omega_{rK}$ e $\omega_{rm}$ .....	134
Figura 63. Resposta de $i_d$ e $i_q$ para o MSIP operando com adição de carga e suas respectivas referências, $i_{dref}$ e $i_{qref}$ .....	135
Figura 64. Erro de rastreamento $e_l$ para o MSIP operando com adição de carga desconhecida .....	136
Figura 65. Erros de rastreamento $e_d$ e $e_q$ para o MSIP operando com adição de carga desconhecida.....	136
Figura 66. Evolução dos parâmetros do controlador VS-RMRAC para o MSIP operando com adição de carga desconhecida.....	137
Figura 67. Corrente $i_q$ para o MSIP operando com adição de carga desconhecida .....	138

Figura 68. Corrente estatórica de fase (validação da Figura 66) ..... 138

# ***LISTA DE TABELAS***

Tabela 1. Valores de resistência obtidos para cada um dos pares de terminais do MSIP.....	46
Tabela 2. Valores de resistência média obtidos para cada um dos pares de terminais do MSIP .....	47
Tabela 3. Dados obtidos durante o procedimento de determinação de $\varphi_{PM}$ .....	48
Tabela 4. Valores obtidos do fabricante para $L_d$ e $L_q$ .....	49
Tabela 5. Dados utilizados para estimar o momento de inércia $J$ .....	54
Tabela 6. Parâmetros obtidos por meio dos ensaios realizados.....	55
Tabela 7. Dados de placa do servomotor utilizado: SWA 56-7.0-30 .....	55
Tabela 8. Conjuntos de valores dos parâmetros do MSIP utilizados para a simulação .....	80
Tabela 9. Critérios de desempenho selecionados para o projeto dos controladores PI de corrente.....	81
Tabela 10. Parâmetros utilizados pela lei de controle VS-RMRAC.....	81
Tabela 11. Conjuntos de valores dos parâmetros do MSIP utilizados para a simulação.....	103
Tabela 12. Critérios de desempenho selecionados para o projeto dos controladores PI de corrente.....	103
Tabela 13. Parâmetros utilizados pela lei de controle VS-RMRAC.....	103

# ***LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS***

A/D	Analógico-Digital
AFPMSM	<i>Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor</i> - Motor Síncrono a Ímãs Permanentes Axial
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador Digital de Sinais
IPMSM	<i>Internal Permanent Magnet Synchronous Motor</i> - Motor Síncrono a Ímãs Permanentes de Ímãs Internos
MRAC	Controle Adaptativo por Modelo de Referência
MSIP	Motor Síncrono a Ímãs Permanentes
MSIPFA	Motor Síncrono a Ímãs Permanentes Axial
MSIPFR	Motor Síncrono a Ímãs Permanentes Radial
MSIPFI	Motor Síncrono a Ímãs Permanentes de Ímãs Internos
MSIPSUP	Motor Síncrono a Ímãs Permanentes Superficial
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i> - Motor Síncrono a Ímãs Permanentes
RFPMSM	<i>Radial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor</i> - Motor Síncrono a Ímãs Permanentes Radial
SPMSM	<i>Surface Permanent Magnet Synchronous Motor</i> - Motor Síncrono a Ímãs Permanentes Superficial
RMRAC	<i>Robust Model Reference Adaptive Control</i> – Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência
PC	<i>Personal Computer</i> – Computador Pessoal
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
VS	<i>Variable Structure</i> – Estrutura Variável
VS-RMRAC	<i>Robust Model Reference Adaptive Control</i> - Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência com Estrutura Variável

ZOH

*Zero Order Hold*

# ***LISTA DE SÍMBOLOS***

$\omega_r$	Velocidade angular rotórica
$\theta_r$	Posição angular rotórica
$dq$	Sistema de eixos $dq$ (ortogonal girante)
$i_d, i_q$	Correntes estatóricas de eixo direto e de quadratura
$v_d, v_q$	Tensões estatóricas de eixo direto e de quadratura
$\tau_e$	Torque elétrico
$\tau_l$	Torque de carga
$\tau_R$	Torque de relutância
$\tau_M$	Torque magnético
$R_s$	Resistência estatórica
$L_d, L_q$	Indutâncias de eixo direto e de quadratura
$\varphi_{PM}$	Constante de fluxo dos ímãs do rotor
$J$	Momento de inércia do MSIP
$B$	Constante de atrito viscoso do MSIP
$P$	Número de pares de pólos
$\omega_{ref}$	Referência de velocidade
$\theta_{ref}$	Referência de posição
$i_{dref}, i_{qref}$	Referências das correntes de eixo direto e de quadratura
$\omega_{rm}$	Resposta de velocidade do modelo de referência
$\theta_{rm}$	Resposta de posição do modelo de referência
$\omega_{rK}$	Velocidade observada pelo Filtro de Kalman
$\theta_{rK}$	Posição observada pelo Filtro de Kalman
$\tau_{lK}$	Torque de carga observado pelo Filtro de Kalman
$I_S$	Vetor corrente estatórica
$\theta_C$	Vetor de parâmetros do controlador VS-RMRAC
$\theta_P$	Vetor de parâmetros estimado da planta
$(.)^*$	Asterístico sobrescrito a uma variável qualquer indica o valor real da mesma ou um valor desejado para a mesma,

	exceto se especificado o contrário nesta lista para uma dada variável
$n^*$	Grau relativo de $G_0$
$\delta^*$	Limite superior estabelecido para o módulo dos pólos das dinâmicas não-modeladas
$(\cdot)_i$	Número $i$ subscrito a uma variável qualquer, seguido ou não de um símbolo indica o $i$ -ésimo elemento de um dado vetor
$\omega_i$	$i$ -ésimo elemento do vetor regressor
$(\cdot)_{id}$	$i$ -ésimo elemento de um vetor associado à parcela RMRAC da lei de controle RMRAC ou vetor associado a esta parcela, se não houver número no lugar de $i$
$(\cdot)_{is}$	$i$ -ésimo elemento de um vetor associado à parcela VS da lei de controle RMRAC ou vetor associado a esta parcela, se não houver número no lugar de $i$
$x, x_p$	Vetor de estados da planta mecânica
$x_K$	Vetor de estados da planta mecânica observado pelo Filtro de Kalman
$A, B, C, D$	Matrizes contínuas do modelo dinâmico da planta mecânica
$A_K, B_K, C_K, D_K$	Matrizes discretas do modelo dinâmico da planta, utilizadas no projeto do Filtro de Kalman
$K_K$	Vetor de ganhos do Filtro de Kalman
$P_K$	Matriz de covariância do Filtro de Kalman
$Q_K, R_K$	Matrizes de ponderação dos ruídos utilizada pelo Filtro de Kalman
$u$	Lei de controle genérica ou entrada da planta mecânica
$u, u_C, u_p$	Variáveis que representam a lei de controle adaptativa
$\omega_C$	Vetor regressor
$\theta, \theta_e$	Variáveis que representam a posição angular elétrica
$\alpha\beta$	Sistema de eixos $\alpha\beta$ (sistema ortogonal estacionário)
$i_\alpha, i_\beta$	Correntes estatóricas no sistema de eixos $\alpha\beta$
$v_\alpha, v_\beta$	Tensões estatóricas no sistema de eixos $\alpha\beta$

$abc$	Representação das fases estatóricas
$z$	Variável associada à transformada-Z
$k$	Contador de tempo discreto para as equações diferença
$s$	Variável de frequência associada à Transformada de Laplace
$t$	Tempo
$t_0$	Instante inicial
$T_s$	Período de discretização
$W_m$	Modelo de referência
$y_m$	Saída do modelo de referência
$k_m$	Ganho de alta frequência discreto do modelo de referência
$q$	Pólo discreto do modelo de referência
$(F, q)$	Matriz e vetor utilizados na representação em espaço de estados dos filtros auxiliares do vetor regressor
$\alpha, \Lambda$	Numerador e denominador utilizados na representação em função de transferência dos filtros auxiliares do vetor regressor
$k_p$	Ganho de alta frequência da função de transferência da planta
$k_{p0}$	Valor máximo estabelecido para o ganho de alta frequência da planta
$G_0$	Função de transferência reduzida da planta (planta nominal)
$G, G_p$	Função de transferência completa da planta (incluindo dinâmicas não modeladas)
$Z_0, P_0$	Numerador e denominador mônicos, respectivamente, de $G_p$
$m_0$	Grau do polinômio $Z_0$
$n_0$	Grau do polinômio $Z_0$
$y$	Saída genérica da planta
$r$	Referência genérica para um controlador
$C_G$	Controlador genérico
$p$	Pólo discreto da função de transferência da planta

$G_d, G_q$	Funções de transferência que descrevem as dinâmicas das correntes estatóricas
$G_{CLd}, G_{CLq}$	Funções de transferência que descrevem as dinâmicas em malha fechada das correntes estatóricas
$G_{PId}, G_{PIq}$	Funções de transferência para as leis de controle PI
$G_{p\theta}$	Função de transferência da planta adaptada para o caso do controle de posição
$G_{p\theta MF}$	Função de transferência da planta adaptada para o caso do controle de posição
$X_\theta$	Variável intermediária para o modelo da planta representado em espaço de estados (para o caso do controle de posição)
$X_m$	Variável intermediária para o modelo de referência representado em espaço de estados (para o caso de controle de posição)
$G_{ZOH}$	Função de transferência para a operação <i>ZOH</i>
$kp_d, kp_q, ki_d, ki_q$	Ganhos PI contínuos, proporcionais e integrais para o controle das correntes estatóricas
$KP_d, KP_q, KI_d, KI_q$	Ganhos PI discretos, proporcionais e integrais para o controle das correntes estatóricas
$\xi_{PId}, \xi_{PIq}, \omega_{PId}, \omega_{PIq}$	Parâmetros de projeto dos controladores PI
$K_\tau$	Constante de torque
$e_1$	Erro de rastreamento da malha de controle mecânica (válido para a velocidade angular e posição angular)
$e_d, e_q$	Erros de rastreamento para as correntes estatóricas
$\theta_i$	<i>i</i> -ésimo parâmetro da lei de controle VS-RMRAC
$\theta_{id}$	<i>i</i> -ésimo parâmetro associado à parcela RMRAC da lei de controle VS-RMRAC
$\theta_{is}$	<i>i</i> -ésimo parâmetro associado à parcela VS da lei de controle VS-RMRAC
$\gamma_d, \gamma_s, \lambda, \gamma, \delta_\theta$	Ganhos da lei de adaptação paramétrica
$\delta$	Termo utilizado para o projeto da equação (3.29)
$e_2$	Erro aumentado

$e_a$	Sinal de aumento do erro
$\zeta$	Vetor regressor filtrado
$m^2, \bar{m}^2$	Sinais de normalização da lei de adaptação paramétrica
$\rho$	Ganho estimado da planta
$\rho_e$	Porção indeterminada de $\rho$
$\Phi$	Vetor erro dos parâmetros da lei de controle
$\eta$	Sinal que modela o efeito das dinâmicas não modeladas
$\mu$	Fator de ponderação das dinâmicas não modeladas
$\Delta_m$	Dinâmica não modelada multiplicativa
$\Delta_a$	Dinâmica não modelada aditiva
$k_p$	Ganho em alta frequência da planta
$Z_p$	Numerador da função de transferência $G_p$
$R_p$	Numerador da função de transferência $G_p$
$m$	Grau do numerador da função de transferência da planta e do modelo de referência
$n$	Grau do denominador da função de transferência da planta e do modelo de referência
$i_a, i_b, i_c,$	Correntes estatóricas trifásicas do MSIP
$v_a, v_b, v_c,$	Tensões estatóricas trifásicas do MSIP
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c,$	Fluxos estatóricos do MSIP
$\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$	Fluxos rotóricos do MSIP
$L_a, L_b, L_c,$	Indutâncias estatóricas de fase
$L_s$	Valor médio das indutâncias estatóricas de fase
$L_m$	Amplitude da função senóide adicionada a $L_s$ para compor $L_a, L_b, L_c$
$M_{ab} M_{bc} M_{ca}$	Indutâncias estatóricas mútuas
$K$	Matriz da transformada $\alpha\beta$
$\Gamma$	Matriz da transformada $dq$
$V_{ph}$	Tensão de fase em uma das fase MÉDIA do MSIP
$V_{pk-pk}$	Tensão pico a pico de linha média do MSIP
$f$	Frequência elétrica do MSIP
$\omega_{rMÉDIA}$	Média da velocidade angular observada pelo Filtro de Kalman

$\omega_{rFINAL}$	Valor final de $\omega_{rMEDIA}$
$\omega_{r63,2\%}$	Valor de velocidade para a percentagem de 63,2% do valor de $\omega_{rFINAL}$
$t_{63,2\%}$	Instante no qual $\omega_{rMEDIA}$ atinge o valor $\omega_{r63,2\%}$
$K_d, K_q, K_{\phi PM}$	Constantes paramétricas do MSIP
$PI-d, PI-q$	Representação genérica para os controladores PI de correntes
$\zeta_{\theta}, \omega_{\theta}$	Parâmetros de projeto do modelo de referência para o caso do controle de posição

# ***1 INTRODUÇÃO***

Desde início do século XIX as máquinas elétricas rotativas vêm assumindo um papel de destaque crescente nos setores produtivos da sociedade. Hoje a importância é tal que se torna difícil conceber algum processo produtivo industrial que não se utilize de alguma espécie de máquina elétrica, sejam estes motores ou geradores. Existe hoje, ao fim da primeira década do século XXI, uma grande variedade de tipos de motores elétricos à disposição da indústria, cada um deles adequado para um determinado conjunto de aplicações. Esta diversidade pode ser observada a partir da Figura 1 (HANSELMAN, 1994, p. 2), que apresenta um quadro classificatório que cobre os tipos mais importantes de motores elétricos existentes no mercado.

O escopo desta dissertação está centrado nos motores de corrente alternada (CA) senoidais síncronos de ímãs permanentes, conforme visto nos blocos destacados na mesma figura. De uma forma geral, os motores senoidais síncronos caracterizam-se por apresentarem velocidade de rotação proporcional à frequência da tensão fornecida nos terminais do mesmo. Esta é igual, em regime permanente e em condições normais de operação, à velocidade de rotação do fluxo no entreferro, conhecida como velocidade síncrona, não havendo escorregamento (diferença percentual entre as velocidades síncrona e angular rotórica), como no caso de motores de indução. Ressalta-se, ainda, que os motores síncronos classificados como senoidais têm esta denominação porque possuem uma distribuição de fluxo aproximadamente senoidal no entreferro.

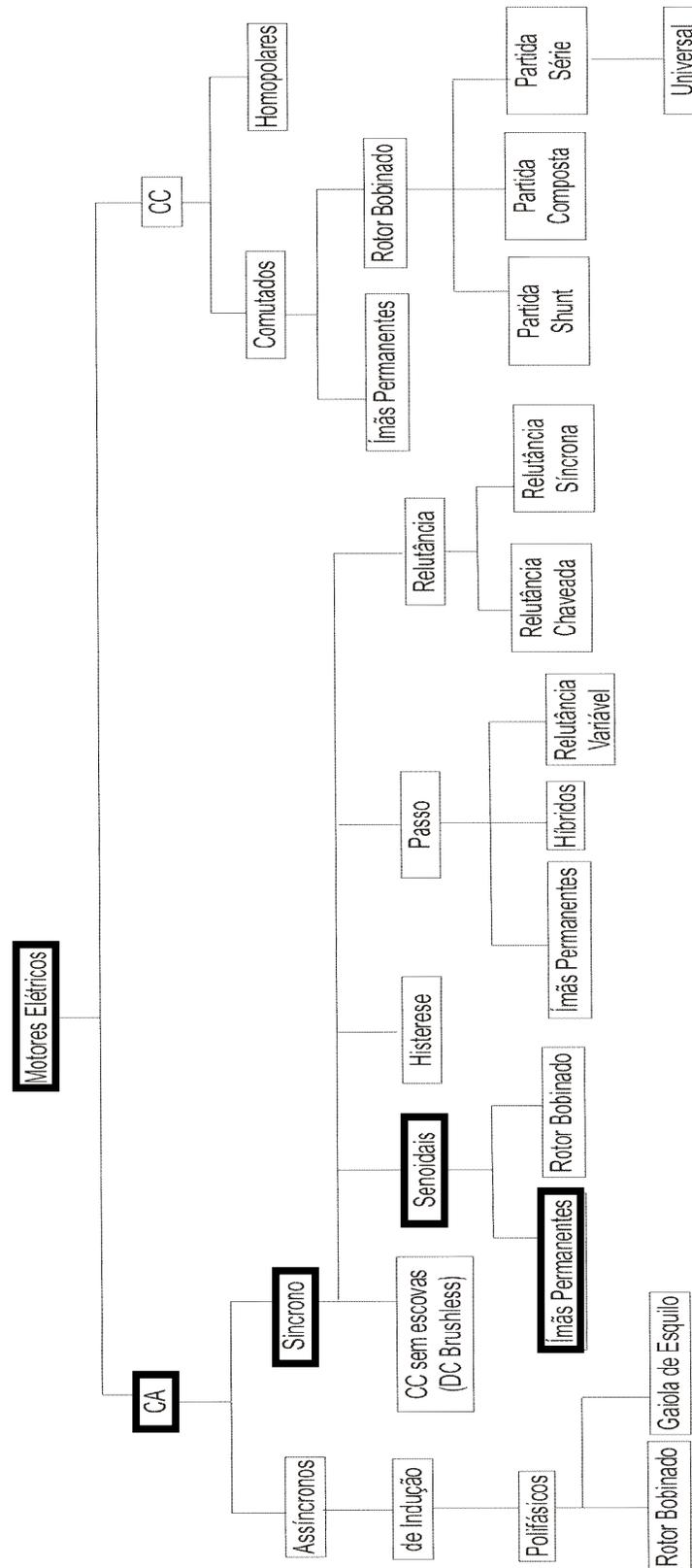


Figura 1. Classificação geral dos motores elétricos (Hanselman, 1994)

Os motores síncronos senoidais de ímãs permanentes (MSIP's) se diferenciam dos motores síncronos senoidais de rotor bobinado principalmente pela sua estrutura rotórica e apresentam estruturas estatóricas semelhantes entre si na maioria dos casos. Conforme (PILLAY; KRISHNAN, 1989), os motores síncronos de rotor bobinado têm em seu rotor enrolamentos que precisam ser alimentados por uma fonte externa CC para geração de campo, enquanto que nos MSIP's, este fluxo é fornecido por ímãs permanentes instalados no rotor. Entre os MSIP's, há ainda basicamente duas formas de classificação quanto à disposição dos ímãs no rotor. A primeira desta classificação é quanto à orientação do fluxo rotórico. Há assim, os MSIP's de fluxo radial (MSIPFR ou RFPMSM – *Radial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor*) e os MSIP's de fluxo axial (MSIPFA ou AFPMSM – *Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor*). MSIP's do primeiro tipo apresentam um rotor de formato cilíndrico e possuem ímãs cuja orientação de fluxo é radial em relação ao eixo do rotor. Já os MSIP's do segundo tipo apresentam um rotor em forma de disco e possuem ímãs cuja orientação de fluxo é axial em relação ao eixo do rotor. Este último tipo de MSIP's é um dos poucos casos em que o estator apresenta uma estrutura consideravelmente diferente dos motores síncronos senoidais de rotor bobinado. Um estudo mais detalhado sobre este tipo de máquina é apresentado em (GIERAS; WANG; KAMPER, 2004). A Figura abaixo fornece uma visualização simplificada da configuração rotórica dos dois tipos de máquinas. As porções do desenho em azul escuro indicam a posição dos ímãs. As linhas com setas indicam o sentido no qual o fluxo magnéticos dos ímãs se orienta.

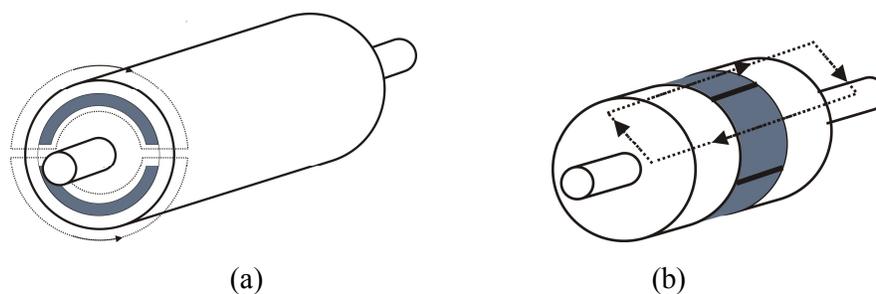


Figura 2. Exemplo da configuração mecânica de: (a) MSIPFR's e de (b) MSIPFA's

A segunda classificação dos MSIP's é relacionada à forma como os ímãs permanentes encontram-se conectados ao rotor. Desta maneira, têm-se os MSIP's de ímãs internos (MSIPI's ou IPMSM's – *Internal Permanent Magnet Synchronous Motors*) e os MSIP's de ímãs superficiais (MSIPSUP's ou SPMSM's – *Surface Permanent Magnet Synchronous Motors*). Os primeiros apresentam ímãs permanentes colados ou incrustados na superfície do

rotor. Em geral apresentam uma robustez mecânica menor que os MSIP's de ímãs internos sendo, portanto, mais adequados a aplicações que exijam velocidades mais baixas de rotação, em geral de até 3000 RPM (KRISHNAN, 2001, p. 519). Isso se deve ao fato de que ímãs colados no rotor podem se desprender do rotor se houver uma demasiada força centrífuga em ação. MSIPSUP's com ímãs incrustados, conhecidos na literatura como *inset* PMSM (MORIMOTO, 2007), tendem a ser menos susceptíveis a isso. Já os motores com ímãs internos apresentam ímãs incrustados no interior do rotor, e apresentam maior robustez mecânica que os demais, sendo, portanto, aplicáveis em velocidades de rotação mais elevadas.

Uma consequência importante da forma de colocação dos ímãs permanentes no rotor é a relação entre os valores das assim chamadas indutâncias de eixo direto e de quadratura, aqui simbolizadas por  $L_d$  e  $L_q$ . O eixo magnético do rotor é chamado eixo direto e é também o principal caminho de fluxo através dos ímãs. A permeabilidade magnética de ímãs que produzem uma elevada densidade de fluxo magnético, os quais são preferencialmente utilizados na construção de MSIP's, é quase equivalente à do ar. Resulta disso que a espessura radial destes ímãs torna-se, para fins de análise de um circuito magnético, uma extensão do entreferro. Quando este eixo encontra-se alinhado com o eixo de uma das fases dos enrolamentos estatóricos do MSIP, a indutância obtida naquela fase é chamada de indutância de eixo direto ou  $L_d$ . Quando a região interpolar do rotor encontra-se alinhada com o eixo de uma das fases dos enrolamentos estatóricos do MSIP, a indutância estatórica obtida naquela fase é a indutância de quadratura ou  $L_q$ . O que se conclui destas observações é que a relação entre  $L_d$  e  $L_q$  depende das diferenças de espessura efetiva de entreferro observadas a partir dos eixos d e q, tendo-se sempre  $L_d$  menor que  $L_q$ . Infere-se, ainda, que MSIPSUP's com ímãs colados têm pouca ou nenhuma diferença entre ambas as indutâncias. Já MSIPSUP's com ímãs incrustados apresentam certa diferença, mais pronunciada, entre  $L_d$  e  $L_q$ . Esta conclusão é concordante com o que é apresentado em (MORIMOTO, 2007). A Figura 3 apresenta três casos distintos de conexão de ímãs permanentes ao rotor do MSIP (corte transversal): um MSIPSUP de dois pares de pólos com ímãs colados na superfície rotórica; um MSIPSUP de dois pares de pólos com ímãs incrustados no rotor e um MSIPI de dois pares de pólos.

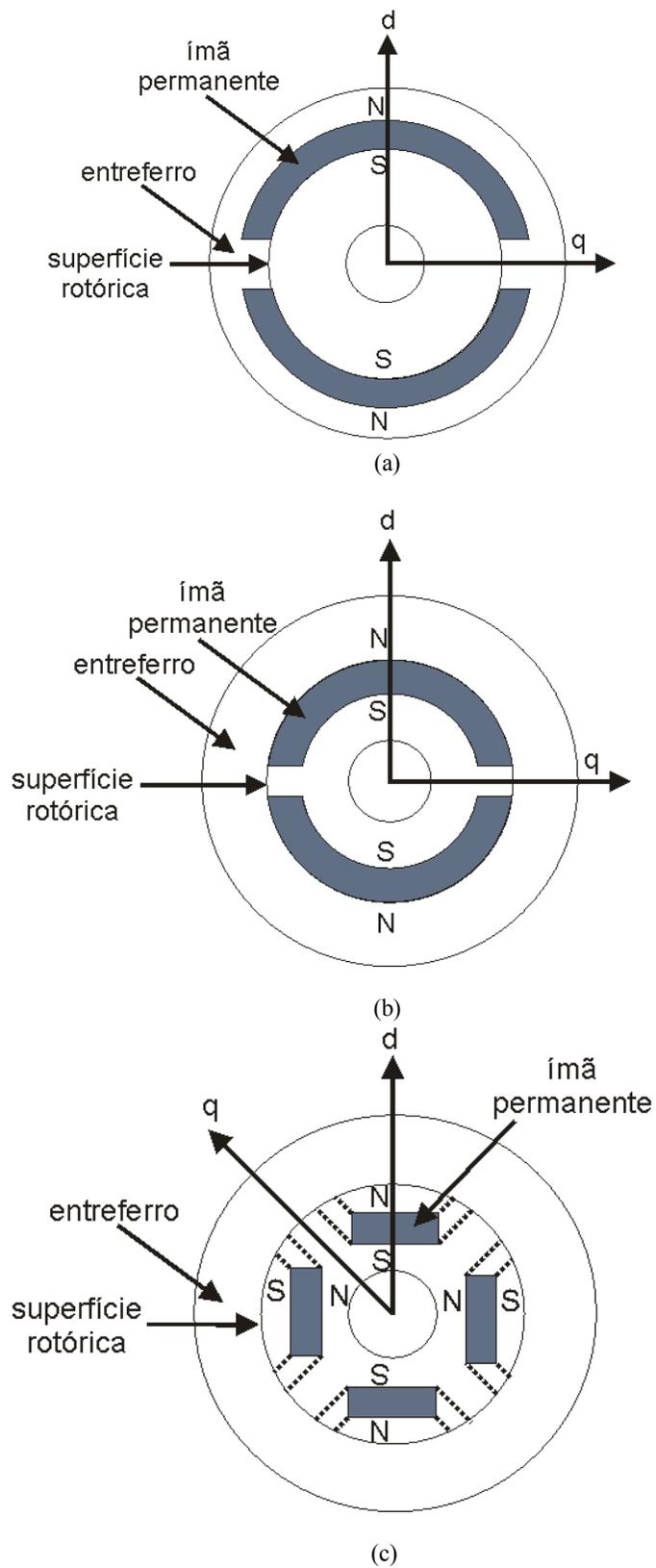


Figura 3. Cortes transversais de MSIP's: (a) MSIPSUP de dois pares de pólos com ímãs colados, (b) MSIPSUP de dois pares de pólos com ímãs incrustados e (c) MSIPI de quatro pares de pólos

Conforme será visto no Capítulo 2 desta dissertação, a equação que rege o torque elétrico desenvolvido pelo MSIP é dada pela relação abaixo (PILLAY; KRISHNAN, 1989):

$$\tau_e = \frac{3}{2}P(\varphi_{PM} + (L_d - L_q)i_d)i_q \quad (1.1)$$

onde  $\tau_e$  é o torque elétrico produzido pelo MSIP,  $P$  é o seu número de pares de pólos,  $\varphi_{PM}$  é a densidade de fluxo residual do ímã permanente no rotor, o qual é considerado aqui fixo, e  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes do motor em eixo direto e de quadratura (cujo método de determinação será explicado em detalhes no Capítulo 2). É oportuno apenas neste capítulo ressaltar que na operação em regime permanente do MSIP,  $i_d$  e  $i_q$  são variáveis que representam sinais CC. Observa-se de (1.1) que, para MSIPSUP's nos quais a diferença entre  $L_d$  e  $L_q$  seja nula ou insignificante,  $\tau_e$  passa a ser uma relação linear da corrente de eixo de quadratura  $i_q$ . Diz-se então que o torque elétrico produzido pelo MSIP é um torque magnético, ou  $\tau_M$ . A parcela dependente da diferença entre as indutâncias de eixo direto e de quadratura da equação (1.1) é chamado de torque de relutância ou  $\tau_R$ , pois é dependente da diferença de permeabilidade magnética (inverso da relutância magnética) encontrada entre os eixos direto e de quadratura. Desta maneira, a equação (1.1) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \tau_e &= \tau_M + \tau_R \\ \tau_M &= \frac{3}{2}P\varphi_{PM}i_q \\ \tau_R &= \frac{3}{2}P(L_d - L_q)i_d i_q \end{aligned} \quad (1.2)$$

Nesta equação,  $\tau_M$  é o torque magnético produzido pelo MSIP e  $\tau_R$  é o torque de relutância produzido.

## 1.1 Motivações do trabalho e proposta

O uso de motores elétricos acionados em velocidade variável com inversores de frequência tem aumentado expressivamente nos últimos anos. Seguindo as tendências de mercado, o uso de MSIP's (motores síncronos a ímãs permanentes) para este fim se encontra em franca expansão. A origem dos MSIP's remonta à década de 30. Naquela época, o

desempenho dos materiais magnéticos até então disponíveis, era insuficiente para garantir a este tipo de motor um lugar de destaque no mercado. Também não existiam dispositivos destinados a acionamentos em velocidade variável, tais como os inversores de frequência, o que limitava ainda mais o raio de ação dos MSIP's. Houve uma contínua viabilização na utilização deste tipo de motor, devida à melhora no desempenho destas máquinas. Isso ocorreu devido ao progresso das tecnologias de materiais eletromagnéticos, técnicas de controle e de circuitos chaveados de acionamento (MELFI et. al., 2008). Conforme pode ser inferido de (MELFI et. al., 2008) e (MORIMOTO, 2007), dentre estes fatores, um dos mais influentes na disseminação de MSIP's na indústria é a evolução tecnológica na produção de materiais magnéticos e a redução no custo dos mesmos. Os materiais magnéticos encontrados no mercado atual para confecção dos rotores dos MSIP's, em especial o neodímio-ferro-boro (NdFeBr), são capazes de gerar densidades de fluxo superiores aos dos materiais magnéticos encontrados no passado e a preços cada vez mais acessíveis. Além disso, nas últimas décadas houve grandes avanços com relação à tolerância à desmagnetização devida a elevação de temperatura e aplicação de campos magnéticos contrários à orientação de campo original destes ímãs. Esta característica é chamada de coercividade (MELFI et. al., 2008) e (MORIMOTO, 2007).

Afora o contexto de mercado favorável para os MSIP's, suas diversas qualidades também têm feito que o mesmo fosse amplamente utilizado em aplicações diversas. Comparado ao motor de indução e ao motor CC, seus maiores concorrentes em baixas e médias potências, bem como aos motores síncronos convencionais, este tipo de máquina apresenta diversas vantagens, detalhadas a seguir.

**Rendimento e fator de potência:** MSIP's apresentam eficiência energética superior à de outras máquinas CA (PILLAY; KRISHNAN, 1989). Isto se deve principalmente ao nível de perdas rotóricas em MSIP's ser insignificante em condições normais de operação em comparação com outros tipos de motores elétricos. Conforme (PILLAY; KRISHNAN, 1989), motores CC e síncronos convencionais apresentam perdas rotóricas significativas devido à alimentação de fontes externas com o uso de escovas comutadoras e anéis coletores. De acordo com (PILLAY; KRISHNAN, 1991), em motores de indução, as perdas rotóricas do mesmo podem se tornar significativas de acordo com o escorregamento no qual o mesmo estiver operando. MSIP's tendem a funcionar com um maior fator de potência em um dado ponto de operação quando comparado ao motor de indução e ao motor síncrono de rotor bobinado. Isso se torna possível, pois, diferente do motor de indução, não há necessidade de a

fonte suprir ao estator uma parcela de corrente magnetizante, a qual já é fornecida pelos ímãs do rotor (PILLAY; KRISHNAN, 1989).

**Estrutura mecânica:** estes motores apresentam maiores densidade de potência (relação entre peso do motor e potência nominal) e razão torque-inércia (relação entre torque nominal e momento inércia rotórica) do que outras máquinas CA (PILLAY; KRISHNAN, 1989) e (PILLAY; KRISHNAN, 1991). Também são dotados de estrutura mecânica mais simples, compacta e robusta, a qual necessita de manutenção menos freqüente. Isso se deve principalmente à substituição de diversos elementos utilizados para a geração do fluxo rotórico em outros tipos de motores, por ímãs permanentes: enrolamentos de campo, anéis coletores (presentes em máquinas síncronas convencionais) e escovas comutadoras (encontradas em máquinas CC) (PILLAY; KRISHNAN, 1989). Diferentemente de outras máquinas CA, MSIP's apresentam uma ampla flexibilidade de projeto em termos de tamanho e forma (NASAR; BOLDEA; UNNEWEHR, 1993). Tais propriedades permitem o uso de MSIP's em aplicações onde há limitações espaciais.

**Simplicidade do modelo matemático:** Com relação aos motores CC, os MSIP's apresentam um modelo mais elaborado e, portanto, implementação mais complexa de controladores digitais. Contudo, os MSIP's apresentam um modelo matemático mais simples que outras máquinas CA (motores síncronos convencionais e motores de indução) quando apresentado em eixos dq. Este modelo é apresentado com maiores detalhes no Capítulo 2 deste trabalho. Isto tende a simplificar a implementação de controladores digitais para o mesmo.

A situação do ambiente de mercado e as características vantajosas do MSIP o tornam apto a se estabelecer nas seguintes aplicações: automóveis e outros veículos elétricos; aplicações em robótica (articulação de braços robóticos); aplicações em mecatrônica e automação industrial tais como máquinas ferramentas e dispositivos CNC's; atuadores aeroespaciais, como por exemplo, no posicionamento de partes móveis de satélites; bombas, sistemas de ventilação e compressores; máquinas de processo contínuo como trefiladores e extrusoras; esteiras transportadoras e elevadoras. O perfil da maior parte das aplicações citadas traz certas exigências de desempenho para a operação em malha fechada de um servo controlador aplicado a MSIP's que não devem ser negligenciadas: baixo erro de rastreamento tanto em regime transitório quanto em regime permanente e robustez a incertezas e variações paramétricas. Contudo, o MSIP apresenta um modelo não linear e sujeito a incertezas paramétricas e distúrbios. Isto pode se tornar um forte empecilho à utilização de um MSIP nestas aplicações em malha fechada, principalmente se o mesmo for acionado por meio de um

esquema de controle de corrente e/ou velocidade clássico como controladores proporcional-integrais (PI). Isto ocorre, pois o projeto deste tipo de controlador é muito dependente do conhecimento preciso da planta.

Neste contexto, torna-se relevante o estudo e aperfeiçoamento das técnicas de controle adaptativas e robustas a perturbações e incertezas paramétricas para este tipo de máquina. Uma lei de controle adaptativa traz como característica a propriedade de possuir um mecanismo de reprojeto “*online*” da mesma de acordo com o ponto de operação da máquina. Isto leva a um melhor desempenho da mesma quando comparada a controladores fixos clássicos. A robustez do controlador não deve ser somente contra variações e incertezas paramétricas, mas também contra distúrbios, endógenos ou exógenos ao MSIP, como os de torque (um exemplo de distúrbio exógeno). O princípio do controle vetorial de máquinas CA, inicialmente proposto por (BLASCHKE, 1972), é bem difundido na indústria atualmente. Portanto, é de interesse aliar a este tipo de modo de operação características de robustez e adaptação paramétrica. O que se entende hoje por controle vetorial de máquinas elétricas, é o controle de movimento das mesmas baseado no controle do vetor de fluxo no entreferro destas, o qual é o elemento físico responsável pela geração de torque. Isto é geralmente executado pelo controle das correntes estatóricas da máquina e/ou das correntes rotóricas da mesma (dependendo do tipo de máquina que se pretende controlar). Um estudo mais detalhado em esquemas de controle vetorial aplicados a MSIP’s mostra que o desempenho da malha interna de corrente influencia a qualidade do servo controle (ou controle de movimento). Isto ocorre pois o fluxo gerado por estas correntes, juntamente com o fluxo produzido pelos ímãs permanentes no rotor, são os responsáveis pela geração de torque elétrico. Este, por sua vez, é o gerador primário de movimento em MSIP’s. Para tal esquema de controle, pode-se afirmar que as correntes estatóricas e a posição ou velocidade são acessíveis por meio de medição. Assim, pode se considerar que se tem o acesso a todos os estados, não havendo necessidade de se utilizar observadores.

Este trabalho propõe a aplicação de duas estruturas de servocontrole vetorial (uma para o controle de velocidade e outra para o controle de posição do MSIP), cuja componente principal é uma lei de controle chamada VS-RMRAC (*Variable Structure Robust Model Reference Adaptive Control* – Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência com Estrutura Variável). Estas estruturas destinam-se à regulação de velocidade e de posição de MSIP’s. A lei de controle VS-RMRAC, conforme (STEFANELLO, 2010), é uma modificação do tempo contínuo para o tempo discreto da lei de controle proposta por (NARENDRA, BOSKOVIC, 1992). A mesma foi aplicada ao controle de correntes de um

filtro ativo de potência (STEFANELLO; PINHEIRO; GRÜNDLING, 2009) e não foi ainda implementada para o servocontrole de MSIP's. Do ponto de vista do projetista de controle, que na quase totalidade dos casos utiliza tecnologias digitais, uma vantagem potencial desta lei de controle é que ela apresenta critérios claros de projeto para implementação em tempo discreto. A mesma também apresenta condições de estabilidade e robustez definidas para a implementação discreta (STEFANELLO, 2010). Neste trabalho, também é proposta a utilização de um filtro de Kalman para a observação da velocidade angular, no caso do controle de velocidade. A estrutura de controle vetorial de velocidade proposta é abordada com maiores detalhes no Capítulo 3 desta dissertação, enquanto a proposta do controle vetorial de posição é apresentada no Capítulo 4 deste trabalho.

### **1.1.1 Objetivos**

Diante desta proposta, este trabalho objetiva alcançar os seguintes resultados:

- Estabelecimento de procedimentos de projeto para cada uma das estruturas de controle propostas ;
- Realizar, através de simulações e estudos de comportamento e robustez das estruturas de controle propostas aplicadas ao modelo dinâmico do MSIP, frente a incertezas paramétricas, a prováveis erros de projeto e a distúrbios de torque;
- Simular, implementar e validar experimentalmente as estruturas de controle propostas, quando o MSIP opera a vazio e com adição de carga (caso que será realmente o mais provável de ocorrer em aplicações industriais);
- Avaliação das potencialidades e limitações das estruturas de controle propostas.

## **1.2 Revisão Bibliográfica**

Conforme discutido na seção anterior, a natureza das aplicações aos quais os MSIP's geralmente se destinam traz ao servocontrole de MSIP's uma série de exigências de desempenho oriundas do mercado. Dentre estas se citam o baixo erro de rastreamento e a robustez frente a incertezas ou variações paramétricas, bem como a distúrbios endógenos ou exógenos. Para atender a tais demandas, diferentes estratégias de controle foram aplicadas ao servocontrole vetorial de velocidade de MSIP's. Uma das primeiras técnicas exploradas na

literatura é a classe de controladores PI (proporcional-integral) e PID (proporcional-integral-derivativo) auto ajustáveis. Estes controladores consistem em sistemas nos quais os ganhos dos controladores PI e/ou PID são reajustados em tempo real com base em algum algoritmo que monitora as mudanças temporais no comportamento dinâmico do MSIP. Naturalmente, estas mudanças na dinâmica do motor podem ser devidas a variações paramétricas. Trata-se de uma evolução dos controladores PI e PID tradicionais, os quais eram de ganhos fixos, exigiam um conhecimento preciso da planta e tinham garantia do desempenho desejado apenas dentro de uma dada faixa de pontos de operação. Exemplos do uso de controladores auto ajustáveis para o controle de velocidade e/ou posição de MSIP's são os trabalhos de (TURSINI; PARASILITI; ZHANG, 2002), (MOHAMED, 2006) e (QIAN; PANDA; XU, 2004). Conforme visto em (BÓBAL et al., 2005), esta abordagem traz alguns problemas de implementação inerentes à mesma. A mais importante destas é a não confiabilidade destes controladores frente a não-linearidades, falhas no sistema e mudanças rápidas nas condições de operação da planta. Devido a este fato, costumam-se utilizar algoritmos baseados em técnicas de controle mais avançadas, combinados aos controladores PI e PID auto ajustáveis, para compensar este problema. Estas técnicas, por si só, compõem o atual estado da arte com relação à satisfação das exigências de controle em malha fechada de velocidade e posição de MSIP's e dispensam o uso de controladores auto ajustáveis.

Dentre as técnicas no estado da arte propostas na literatura que atendem as necessidades específicas dos MSIP's se destacam as seguintes: controladores com estrutura variável do tipo modos deslizante (*sliding mode control* – controle por modos deslizantes) – vide, por exemplo, (LAI; SHYU, 2005), (DIAS, 2009), (CHANG et al, 2010); leis de controle que utilizam lógica nebulosa (*fuzzy logic*) – vide, por exemplo (SANT; RAGAJOPAL, 2009), (JIAN; XUHUI; LILI, 2009); controladores que utilizam algoritmos de redes neurais (*neural network control*) – vide (LIN; LIN, 2009), (EL-SOUSY, 2010). Em leis de controle do tipo  $H_\infty$  convencionais, o controlador apresenta, em geral, uma ordem muito mais elevada que da planta (JAN; TSENG; LIU, 2008). Portanto, este tipo de controle se mostra inadequado para a maior parte dos projetistas de controle, apesar de, conforme (EL-SOUSY, 2010), possuir robustez a perturbações externas e a distúrbios oriundos de variações paramétricas e de sua independência do modelo dinâmico da planta. Controladores do tipo *sliding mode* provocam o chamado fenômeno de *chattering*, devido ao chaveamento entre diferentes equações para a lei de controle. Este fenômeno pode ocasionar, dentre outros efeitos, altas perdas térmicas nas chaves semicondutoras (JAN; TSENG; LIU, 2008) e ainda excitar dinâmicas não modeladas de alta frequência que podem deteriorar o desempenho do sistema de controle (UTKIN; LEE,

2006). Controladores inteligentes tais como *FLC* (*Fuzzy Logic Control* – Controle por Lógica Nebulosa) e *ANNC* (*Artificial Neural Networks Control* – Controle por Redes Neurais Artificiais) apresentam em comum a desvantagem de apresentarem algoritmos que em geral são computacionalmente complexos, o que dificulta sua implementação em tempo real.

Além das técnicas comentadas, outra solução aplicada ao servo controle vetorial de MSIP's, tanto nas malhas internas de corrente quanto nas malhas mecânicas externas (sejam estas de posição ou de velocidade), são controladores do tipo MRAC. O princípio do controle MRAC consiste em estabelecer uma lei de controle, cujos ganhos são variáveis e recalculados continuamente de forma *online*, a fim de que a dinâmica do sistema em malha fechada se iguale à dinâmica de um dado modelo de referência – vide (IOANNOU; SUN, 1996). Para tanto, deve ser estabelecida uma estratégia de adaptação paramétrica cujo objetivo é minimizar o erro entre a saída da planta e a saída do modelo de referência em regime permanente e durante transitórios. A forma com que os parâmetros são calculados por meio desta lei de adaptação constitui o maior diferencial que pode haver entre diferentes algoritmos MRAC. Maiores detalhes sobre a teoria básica do controlador MRAC são dados no Capítulo 3 desta dissertação.

Controladores do tipo MRAC têm sido aplicados como solução para atingir os objetivos de desempenho citados acima para o servo controle vetorial de MSIP's. Muitos dos trabalhos encontrados na literatura são resultados da fusão de diferentes técnicas de controle com controladores MRAC. Em geral, os resultados têm apresentado bom desempenho em termos de erro de rastreamento e robustez a distúrbios endógenos e exógenos bem como a variações e incertezas paramétricas. No trabalho de (YU; WEI; WANG, 2006), um algoritmo do tipo gradiente baseado num controlador MRAC é utilizado para treinar de forma *online* um neurônio virtual a fim de que este controle a velocidade do MSIP em uma estrutura de controle vetorial. Em (GOLÉA; GOLÉA; KADJOU DJ, 2006) leis de controle RMRAC (*Robust Model Reference Adaptive Control*) são aplicadas às malhas internas de corrente bem como na malha de velocidade em uma estrutura de servo controle vetorial. Estas leis de controle são projetadas de forma seqüencial e em cascata, com leis de adaptação paramétrica baseadas no controle proporcional integral (PI). O trabalho de (SHIXIONG; YOU GUO, 2009) apresenta um controlador MRAC projetado com base na teoria da hiperestabilidade de Popov a fim de garantir robustez a algumas incertezas paramétricas no sistema real do MSIP. No trabalho de (MA; FENG, 2008), um controlador MRAC baseado numa equação de Diophantine é proposto a fim de controlar simultaneamente e com um nível aceitável de precisão um servo sistema de três eixos composto por três MSIP's diferentes. Em (JIN, LEE;

2009), uma lei de controle *RMRAC* com uma lei de adaptação paramétrica baseada em um algoritmo de gradiente modificado é aplicada às malhas internas de corrente de uma estrutura de servo controle vetorial para MSIP's. A malha mecânica de velocidade é controlada por um controlador PI de ganhos fixos com algoritmo *anti-windup*. Os distúrbios na malha elétrica ocasionados pela variações paramétricas, distúrbios de carga e acoplamento entre as correntes são compensadas por um filtro estimador de distúrbios. O trabalho de (MUSTAFA; IBRAHIM; LAZI, 2010) apresenta um controlador de velocidade MRAC que também é utilizado para retro-alimentar no mesmo uma estimativa de velocidade produzindo, desta forma, um servo controle vetorial de MSIP's sem sensores mecânicos.

No trabalho de (NARENDRA; BOSKOVIC, 1992), é proposta a combinação dos métodos de controle MRAC e de estrutura variável a fim de controlar sistemas dinâmicos com parâmetros desconhecidos. É demonstrado que o componente MRAC desta lei de controle assegura a estabilidade do sistema em face de incertezas e variações paramétricas. O componente de estrutura variável melhora o desempenho transitório do sistema como um todo. Demonstra-se que fenômenos prejudiciais próprios do uso de sistemas de controle de estrutura variável, como o “*chattering*” podem ser contornados com o uso desta combinação. Em (STEFANELLO; PINHEIRO; GRÜNDLING, 2009) e em (STEFANELLO, 2010) a teoria vista em (NARENDRA; BOSKOVIC, 1992) é modificada para aplicação em tempo discreto no controle de correntes de um filtro ativo. Estes trabalhos objetivam demonstrar que a lei de controle proposta neles são capazes de melhorar a robustez e estabilidade do sistema frente a dinâmicas não modeladas sem comprometer o desempenho do sistema em regime permanente, compromisso este existente em controladores *MRAC* mais convencionais. Por ser a união de um controlador *RMRAC* com uma técnica de estrutura variável (VS), este é denominado VS-*RMRAC*. Outra contribuição destes trabalhos foi o estabelecimento de critérios de projeto para o controlador VS-*RMRAC* em tempo discreto, que não encontram paralelo em tempo contínuo. Na literatura ainda não há relatos do uso de semelhante lei de controle no controle vetorial de velocidade de MSIP's.

### **1.3 Organização da Dissertação**

Esta dissertação de mestrado está organizada do seguinte modo. Este capítulo apresentou generalidades sobre MSIP's, as motivações, os objetivos e a proposta deste

trabalho. Além disso, este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica, que se centrou principalmente nas contribuições ao controle vetorial adaptativo aplicado ao servocontrole de MSIP's. O Capítulo 2 apresenta a modelagem dinâmica do MSIP e ensaios realizados para a obtenção dos parâmetros elétricos e mecânicos de um MSIP real. O Capítulo 3 apresenta a estrutura de controle vetorial de velocidade proposta e resultados de simulação para a mesma. O Capítulo 4 apresenta a estrutura de controle vetorial de velocidade proposta e resultados de simulação para a mesma. O Capítulo 5 descreve resumidamente a estrutura da bancada de ensaios utilizada e resultados experimentais para. O Capítulo 6 apresenta as conclusões alcançadas através do estudo realizado nesta dissertação. Segue-se a isso as referências bibliográficas e apêndices.

## **1.4 Sumário do Capítulo**

Este capítulo apresentou uma visão geral acerca dos motores síncronos a ímãs permanentes (MSIP's). Foi apresentado o enquadramento destas máquinas dentro de uma classificação geral dos tipos existentes de motores elétricos, algumas de suas características básicas e aplicações. Diante destas características e aplicações é estabelecida a motivação para a dissertação. Com base nisso foi apresentada a proposta da dissertação e seus objetivos. É realizada então uma revisão bibliográfica das soluções encontradas na literatura para o controle adaptativo de MSIP's por modelo de referência e outras formas de controle robusto. Ao fim deste capítulo é apresentada a organização desta dissertação e um sumário deste capítulo.

# ***2 MODELO DINÂMICO DO MOTOR SÍNCRONO A ÍMÃS PERMANENTES***

## **2.1 Considerações Gerais**

Este capítulo apresenta o modelo dinâmico do MSIP, o qual descreve o comportamento eletro-mecânico do mesmo. Com relação à modelagem elétrica do MSIP, esta é apresentada tanto em sua forma trifásica original quanto na forma referenciada em eixos síncronos  $dq$ . A obtenção do modelo  $dq$  a partir do modelo trifásico é apresentada no Apêndice A desta dissertação. Com relação a ambos os modelos, apenas os conceitos e características mais essenciais aos objetivos desta dissertação serão abordados neste capítulo. O modelo trifásico original é obtido a partir das equações básicas de circuitos que descrevem o comportamento elétrico dos enrolamentos estatóricos do MSIP. O modelo descrito em eixos  $dq$  é obtido através da aplicação de duas transformações matriciais sucessivas: a aplicação de uma transformação de Clarke invariante em tensão (SANJUAN, 2010) seguida por uma transformação de Park – vide (KRAUSE; WAZYNCZUK; SUDHOFF e BARBI 1995). Segue a isso a apresentação de ensaios para a estimação dos parâmetros elétricos e mecânicos do MSIP que compõem o modelo dinâmico do mesmo.

## **2.2 O Modelo Dinâmico do MSIP**

Conforme apresentado no Capítulo 1, o MSIP se caracteriza por apresentar ímãs no rotor ao invés de enrolamentos, como acontece nos motores síncronos convencionais. Entretanto, a configuração elétrica dos enrolamentos estatóricos do MSIP pode ser considerada semelhante ou até mesmo idêntica àquela encontrada nos motores síncronos

convencionais. Desta forma, não se torna necessária uma modelagem dinâmica elétrica do rotor. Assim, o circuito elétrico estatórico equivalente é apresentado abaixo:

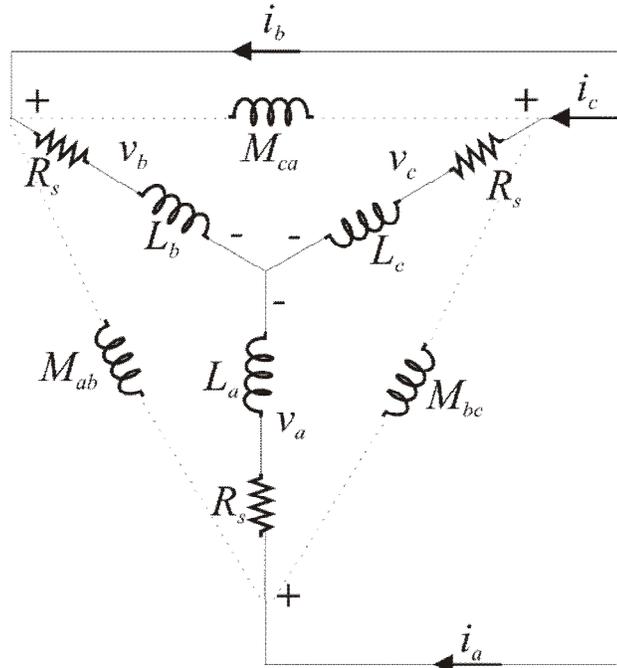


Figura 4. Circuito trifásico equivalente do MSIP

Na Figura 4 tem-se que  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  são as tensões de fase estatóricas do MSIP e  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são as correntes estatóricas de fase do mesmo.  $R_s$  é a resistência estatórica do MSIP.  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  representam as indutâncias próprias de cada fase e  $M_{ab}$ ,  $M_{bc}$  e  $M_{ca}$  representam as indutâncias estatóricas mútuas. Pelas leis da física que regem o comportamento de circuitos elétricos (lei dos nós e lei das malhas), tem-se que a equação que descreve o circuito apresentado na Figura 4 é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_a \\ \dot{\varphi}_b \\ \dot{\varphi}_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Na equação (2.1) tem-se que  $\varphi_a$ ,  $\varphi_b$ ,  $\varphi_c$ , são os fluxos estatóricos do MSIP. Fica estabelecido nesta dissertação que o ponto sobre vetores (como apresentado em (2.1)), matrizes ou variáveis escalares indica derivadas sobre as mesmas. Com relação aos fluxos estatóricos do MSIP, estes podem ser representados pela seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Em (2.2)  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  representam as indutâncias próprias de cada fase e  $M_a$ ,  $M_b$  e  $M_c$  representam as indutâncias estatóricas mútuas. Já  $\varphi_{ra}$ ,  $\varphi_{rb}$ ,  $\varphi_{rc}$  são os fluxos rotóricos do MSIP atuando nas três fases estatóricas. Devido à consideração de que a distribuição do fluxo magnético no entreferro é senoidal, obtém-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{aligned} \varphi_{ar} &= \varphi_{srm} \cos(\theta) \\ \varphi_{br} &= \varphi_{srm} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{cr} &= \varphi_{srm} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Em (2.3),  $\varphi_{srm}$  representa o máximo fluxo concatenado com as fases do rotor e  $\theta$  a posição angular elétrica dos fluxos, tensões e correntes estatóricas.

Para os propósitos dessa dissertação, que incluem o controle vetorial de velocidade e posição do MSIP, é interessante obter um modelo dinâmico eletro-mecânico para o MSIP sem parâmetros variantes no tempo. O modelo elétrico do MSIP representado pelas equações (2.1), (2.2) e (2.3), apresenta indutâncias próprias e mútuas dependentes da variação temporal do ângulo elétrico  $\theta$  nas correntes, tensões e fluxos estatóricos, conforme segue:

$$\begin{aligned} L_a &= L_s + L_m \cos 2(\theta + \pi / 2) \\ L_b &= L_s + L_m \cos 2(\theta - \pi / 6) \\ L_c &= L_s + L_m \cos 2(\theta + \pi / 6) \\ M_{ab} &= -L_s / 2 + L_m \cos 2(\theta + \pi / 6) \\ M_{ac} &= -L_s / 2 + L_m \cos 2(\theta - \pi / 6) \\ M_{bc} &= -L_s / 2 + L_m \cos 2(\theta - \pi / 2) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Em (2.4),  $L_s$  representa o valor médio de  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  e  $L_m$  é o valor máximo da variação senoidal destas indutâncias. A fim de se eliminar a dependência temporal das indutâncias no modelo elétrico do MSIP, a solução apresentada na literatura (PILLAY; KRISHNAN, 1989) é aplicar a este modelo duas transformações matriciais a (2.1): uma transformação de Clarke seguida de uma transformação de Park. A primeira transformação passa tensões, correntes e

fluxos trifásicos para um sistema de eixos equivalentes ortogonais bifásicos. Este sistema é conhecido como sistema  $\alpha\beta$ . A segunda converte estes equivalentes bifásicos de um sistema ortogonal de eixos estacionários para um referencial de eixos que giram na velocidade síncrona da máquina. Estes são conhecidos como eixos direto (eixo  $d$ ) e de quadratura (eixo  $q$ ). Neste último sistema de eixos, tensões, correntes e fluxos têm, em regime permanente, um comportamento semelhante ao de uma máquina CC. Portanto, o modelo elétrico trifásico do MSIP é convertido para um equivalente CC, o que facilita o projeto de estruturas de servocontrole de velocidade ou de posição do mesmo. Outra vantagem do sistema de eixos  $dq$  é que, por ser ortogonal, tensões e correntes do MSIP encontram-se desacopladas. Conforme será visto posteriormente, os acoplamentos entre tensões e correntes neste sistema são devidos às não-linearidades intrínsecas à dinâmica do MSIP e não à escolha do referencial síncrono.

A Figura 5 mostra a relação fasorial entre os três sistemas de eixos descritos. Considera-se  $I_S$  como sendo o fasor corrente estática em um momento qualquer de operação do MSIP. A grandeza elétrica escolhida para ser representada por esse sistema de eixos nesta figura é a corrente, uma vez que, conforme é visto no Capítulo 3, as projeções de  $I_S$  nos eixos  $d$  e  $q$  são de fundamental importância para a produção de torque elétrico no motor. Este, por sua vez, é a grandeza que gera o movimento do eixo do rotor quando o MSIP é acionado em malha fechada.

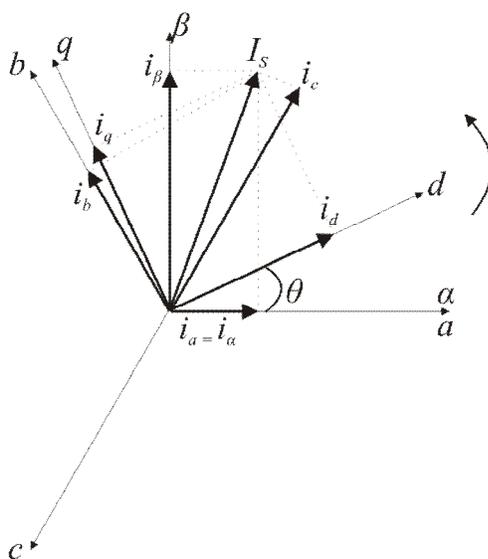


Figura 5. Relação fasorial entre os diferentes eixos que modelam a dinâmica elétrica do MSIP

Na Figura 5,  $i_a$  e  $i_\beta$  são as projeções de  $I_S$  nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$  e  $i_d$  e  $i_q$  são as projeções de  $I_S$  nos eixos  $d$  e  $q$ . Observa-se que  $i_d$ ,  $i_q$  e  $I_S$  são estacionários entre si, pois, assim, como os eixos

$d$  e  $q$ , estes fasores giram na velocidade síncrona. A seta ao lado do sistema de eixos mostra o sentido de giro.

A matriz que executa a transformada de Clarke e é aplicada a (2.1) para transformar as equações dinâmicas elétricas de um referencial trifásico para um sistema de eixos ortogonais bifásico é dada abaixo :

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Por não alterar a amplitude de tensões, correntes e fluxos trifásicos, esta matriz é conhecida como invariante em amplitude – vide (SANJUAN, 2010). Conforme pode ser visto com maiores detalhes no Apêndice A desta dissertação, o sistema elétrico referenciado em eixos  $\alpha\beta$  é então multiplicado pela transformada de Park, tal como segue:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Conforme apresentado no Apêndice A, a aplicação de (2.5) à dinâmica elétrica do MSIP referenciada em eixos  $\alpha\beta$  resulta nas seguintes equações dinâmicas eletromecânicas:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega = P\omega_r = P\dot{\theta}_r \\ \dot{\omega}_r &= \frac{\tau_e}{J} - \frac{B\omega_r}{J} - \frac{\tau_l}{J} \\ \dot{i}_d &= -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{PL_q}{L_d}i_q\omega_r + \frac{v_d}{L_d} \\ \dot{i}_q &= -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{PL_d}{L_q}i_d\omega_r - \frac{P\varphi_{PM}}{L_q}\omega_r + \frac{v_q}{L_q} \\ \tau_e &= \frac{3}{2}((L_d - L_q)i_d + \varphi_{PM})i_q \end{aligned} \quad (2.7)$$

onde:

- $\omega$  é a velocidade elétrica do MSIP em rad/s;
- $\omega_r$  é a velocidade elétrica do MSIP rad/s;;
- $\theta_r$  é a posição angular rotórica do MSIP em radianos;
- $i_d$  e  $i_q$  são, respectivamente, as correntes de eixo direto e de quadratura em Ampéres (A);
- $v_d$  e  $v_q$  são, respectivamente, as tensões de eixo direto e de quadratura em Volts (V);
- $R_s$  é a resistência estatórica em Ohms ( $\Omega$ );
- $L_d$  e  $L_q$  são, respectivamente, as indutâncias de eixo direto e de quadratura em Henrys (H);
- $\varphi_{PM}$  é a constante de fluxo dos ímãs no rotor em V/rad/s;
- $\tau_e$  e  $\tau_l$  são, respectivamente, os torques elétrico e de carga do MSIP (Nm);
- $J$  é o momento de inércia do MSIP ( $\text{kgm}^2$ );
- $B$  é a constante de atrito viscoso do MSIP (Nm/rad/s);
- $P$  é o número de par de pólos do MSIP.

O modelo do MSIP em (2.7) pode ser representado graficamente pelo diagrama de blocos pela Figura 6:

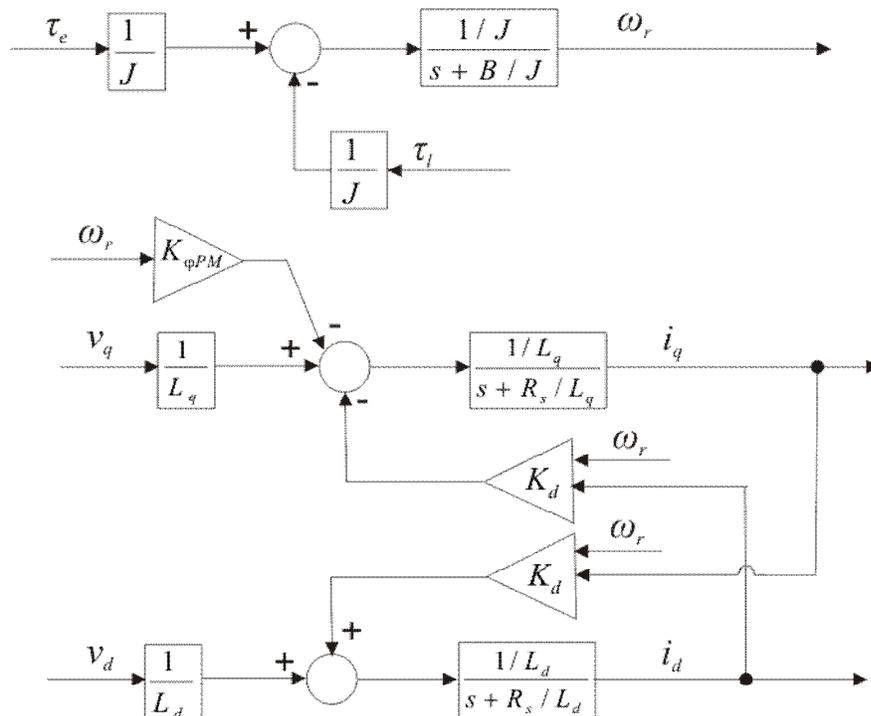


Figura 6. Representação gráfica do modelo dinâmico do MSIP

Conforme apresentado em (PILLAY; KRISHNAN, 1989), os seguintes princípios são adotados para o modelo apresentado em (2.7):

- A saturação magnética é negligenciada, embora ela possa ser levada em conta em termos de variações paramétricas;
- Correntes parasitas e perdas por histerese são desprezíveis;
- Não há dinâmica associada ao rotor, como ocorre em máquinas síncronas convencionais.

Também é válido notar que o modelo apresentado em (2.7) e na Figura 6 é não-linear, pois apresenta produtos entre estados do sistema. Estas não linearidades também representam acoplamentos entre os estados do modelo do MSIP. Estabelecem-se como estados do sistema as seguintes variáveis  $\omega_r$ ,  $\theta_r$ ,  $i_d$  e  $i_q$ . Na Figura 6, tem-se que as constantes  $K_d$ ,  $K_q$  e  $K_{\varphi PM}$  são dadas por (2.13). Desprezando-se, em (2.7), estes acoplamentos e as influências de  $\varphi_{PM}$  sobre  $i_q$  e de  $\tau_l$  sobre  $\omega_r$ , pode-se obter as seguintes funções de transferência:

$$\begin{aligned} G_d(s) &= \frac{i_d}{v_d} = \frac{1/L_d}{s + R_s/L_d} \\ G_q(s) &= \frac{i_q}{v_q} = \frac{1/L_q}{s + R_s/L_q} \\ G_p(s) &= \frac{\omega_r}{\tau_e} = \frac{1/J}{s + B/J} \end{aligned} \quad (2.8)$$

O modelo dinâmico apresentado para o MSIP difere da modelagem dinâmica dos motores síncronos convencionais, os quais apresentam rotores bobinados. Entre outras, a diferença mais marcante é que no caso destas máquinas há uma dinâmica elétrica associada ao rotor (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 1995).

## 2.3 Obtenção dos Parâmetros do Modelo Dinâmico do MSIP

Nesta seção será descrita a metodologia de obtenção dos parâmetros do MSIP. Os valores obtidos destes ensaios são utilizados como base para o projeto das duas estruturas de controle propostas nesta dissertação: o servo-controle de velocidade e o servo-controle de

posição. Todos os ensaios realizados foram executados de forma “*offline*”. Os valores obtidos são uma aproximação dos valores assim ditos reais, os quais estão sujeitos a variações no tempo. Assim, por exemplo, a resistência estatórica do MSIP pode sofrer alterações devido ao aumento da temperatura, a saturação do entreferro pode ocasionar alterações em  $L_d$  e  $L_q$  e uma eventual desmagnetização do ímã permanente do rotor pode ocasionar diminuição no valor de  $\varphi_{PM}$ . O coeficiente de atrito viscoso  $B$  pode sofrer variações com a variação da velocidade do MSIP. Conforme será visto nos Capítulos 3, 4 e 5 desta dissertação, os resultados de simulação e experimentais demonstram que ambas as estruturas de controle propostas são robustas a incertezas paramétricas. Isso elimina a necessidade de níveis elevados de exigência na precisão dos valores obtidos. De (2.7), definem-se os parâmetros elétricos como sendo  $R_s$ ,  $\varphi_{PM}$ ,  $L_d$  e  $L_q$ . Os parâmetros mecânicos são definidos como  $J$  e  $B$ . Todos os ensaios descritos nesta seção foram aplicados a um MSIP modelo SWA 56-7.0-30 da WEG, disponível na bancada de testes. Ressalta-se que este modelo possui quatro pares de pólos ( $P=4$ ). Dentre todos estes parâmetros, apenas dois foram obtidos diretamente de informações do fabricante:  $L_d$  e  $L_q$ . A estrutura desta bancada de testes será descrita em maiores detalhes no Capítulo 5 desta dissertação.

### 2.3.1 Obtenção dos parâmetros elétricos do MSIP

Nesta seção são descritas as metodologias dos ensaios realizados para estimar os parâmetros elétricos do MSIP. O primeiro parâmetro a ser estimado foi a resistência estatórica  $R_s$  do MSIP. Conforme pode ser visto no Apêndice A desta dissertação, o valor deste parâmetro é igual ao valor da resistência estatórica em cada uma das fases. Assim, o ensaio realizado para a obtenção deste parâmetro consistiu em medir a resistência entre duas fases do MSIP com o uso de um multímetro. A medição entre duas fases é necessária, pois não se tem acesso ao neutro do MSIP utilizado. A Tabela 1 apresenta os valores de resistência obtidas em 3 amostras para cada um dos três diferentes pares de terminais medidos: AB, BC e CA.

Tabela 1- Valores de resistência obtidos para cada um dos pares de terminais do MSIP

Amostras	Resistência em AB	Resistência em BC	Resistência em AB
Amostra 1	1,23 $\Omega$	1,3 $\Omega$	1,05 $\Omega$
Amostra 2	1,12 $\Omega$	1,1 $\Omega$	1,2 $\Omega$
Amostra 3	1,03 $\Omega$	1,02 $\Omega$	1,1 $\Omega$

A Tabela 2 apresenta a média aritmética das resistências em cada um dos três pares de terminais.

Tabela 2- Valores de resistência média obtidos para cada um dos pares de terminais do MSIP

Par de terminais	Resistência média
AB	1,1333Ω
BC	1,14Ω
CA	1,1167Ω

Considerando-se o MSIP com fases equilibradas entre si, para obter o valor estimado de  $R_s$  basta realizar a média entre os valores apresentados na Tabela 2 e dividir o resultado por 2. Esta operação é apresentada na equação que segue:

$$\frac{1,1333\Omega + 1,14\Omega + 1,1167\Omega}{3} = 1,13\Omega \Rightarrow R_s = \frac{1,13\Omega}{2} = 0,565\Omega \quad (2.9)$$

Para estimar o valor de  $\varphi_{PM}$  realizou-se o seguinte procedimento:

1. Utilizou-se uma máquina primária para girar o MSIP, que, neste ensaio passa a funcionar como gerador;
2. Mediu-se as tensões de linha geradas pelo MSIP através de osciloscópio, obtendo-se com isso os valores pico a pico das mesmas e suas respectivas frequências;
3. A unidade da constante de fluxo é dada em V/rad/s e a transformada de Clarke utilizada para a obtenção do modelo  $dq$  do MSIP é invariante em amplitude. Esta é aplicada sobre a forma de onda das tensões de fase, conforme apresentado no Apêndice A. Portanto, para obter um valor de  $\varphi_{PM}$  dimensionalmente compatível com o sistema dinâmico apresentado em (2.7), é necessário converter a tensão de pico a pico de linha para o valor correspondente da tensão de fase gerada. Seja  $V_{pk-pk}$  a média dos valores pico a pico das tensões de linha geradas pelo MSIP girando a uma dada velocidade. Seja  $V_{ph}$  o valor correspondente da tensão de fase. Com essas definições, realiza-se a seguinte operação:

$$V_{ph} = \frac{V_{pk-pk}}{2\sqrt{3}} = \frac{V_{pk-pk}}{\sqrt{12}} \quad (2.10)$$

4. Para obter uma estimativa para o valor de  $\varphi_{PM}$ , divide-se  $V_{pk-pk}$  pela velocidade angular elétrica  $\omega$ , conforme segue:

$$\varphi_{PM} = \frac{V_{pk-pk}}{\sqrt{12}\omega} = \frac{V_{pk-pk}}{\sqrt{12}(2\pi f)} \quad (2.11)$$

onde  $f$  representa a frequência fundamental da tensão medida. A Tabela 3, abaixo, mostra os dados obtidos em diversas medições e o valor de  $\varphi_{PM}$  resultante para cada conjunto de valor pico a pico de tensão de linha e frequência. Nesta tabela, os valores pico a pico de cada uma das tensões de linha são dados por  $V_{AB-pk-pk}$ ,  $V_{BC-pk-pk}$  e  $V_{CA-pk-pk}$ . Foram coletadas cinco amostras de valor pico a pico e frequência para cada uma das três tensões de linha, conforme segue:

Tabela 3- Dados obtidos durante o procedimento de determinação de  $\varphi_{PM}$ .

	<b>Valor da tensão pico a pico</b>	<b>Frequência (f)</b>	<b><math>\varphi_{PM}</math></b>
<b>Amostra 1: <math>V_{AB-pk-pk}</math></b>	131 Volts	59,5 Hz	0,1012 V/rad/s
<b>Amostra 2: <math>V_{AB-pk-pk}</math></b>	100 Volts	45,2 Hz	0,1016 V/rad/s
<b>Amostra 3: <math>V_{AB-pk-pk}</math></b>	77 Volts	34,6 Hz	0,1022 V/rad/s
<b>Amostra 4: <math>V_{AB-pk-pk}</math></b>	128 Volts	59,5 Hz	0,0988V/rad/s
<b>Amostra 5: <math>V_{AB-pk-pk}</math></b>	128 Volts	59,2 Hz	0,0993 V/rad/s
<b>Amostra 1: <math>V_{BC-pk-pk}</math></b>	83 Volts	37,7 Hz	0,1012 V/rad/s
<b>Amostra 2: <math>V_{BC-pk-pk}</math></b>	53 Volts	22,17 Hz	0,1098 V/rad/s
<b>Amostra 3: <math>V_{BC-pk-pk}</math></b>	111 Volts	50,5 Hz	0,1010 V/rad/s
<b>Amostra 4: <math>V_{BC-pk-pk}</math></b>	88 Volts	38,8 Hz	0,1042 V/rad/s
<b>Amostra 5: <math>V_{BC-pk-pk}</math></b>	97 Volts	42,6 Hz	0,1046 V/rad/s
<b>Amostra 1: <math>V_{CA-pk-pk}</math></b>	124 Volts	56,8 Hz	0,1003 V/rad/s
<b>Amostra 2: <math>V_{CA-pk-pk}</math></b>	97 Volts	43,7 Hz	0.1020 V/rad/s
<b>Amostra 3: <math>V_{CA-pk-pk}</math></b>	81 Volts	35,5 Hz	0,1048 V/rad/s
<b>Amostra 4: <math>V_{CA-pk-pk}</math></b>	72 Volts	32,2 Hz	0,1027 V/rad/s
<b>Amostra 5: <math>V_{CA-pk-pk}</math></b>	124 Volts	56,2 Hz	0.1014 V/rad/s

A média aritmética dos valores de  $\varphi_{PM}$  obtidos é  $\varphi_{PM} = 0,1023$  V/rad/s. Este será o valor considerado posteriormente no projeto dos parâmetros das estruturas de controle propostas.

Conforme afirmado no início desta seção os valores de  $L_d$  e  $L_q$  foram obtidos diretamente de informações do fabricante, conforme mostrado na Tabela 4, abaixo:

Tabela 4- Valores obtidos do fabricante para  $L_d$  e  $L_q$ .

$L_d$	$L_q$
2,48 mH	2,94 mH

### 2.3.2 Obtenção dos parâmetros mecânicos do MSIP

Esta seção trata de descrever os procedimentos utilizados para obter estimativas de valores para os parâmetros mecânicos do MSIP:  $B$  e  $J$ .

A metodologia a ser descrita para a obtenção dos parâmetros mecânicos do MSIP é uma adaptação daquela apresentada em (MARTINS, 2006) para o caso do MSIP. Conforme pode ser visto em (2.7) e por inspeção da Figura 6, a velocidade rotórica,  $\omega_r$ , tem como funções forçantes o torque elétrico ( $\tau_e$ ) e o torque de carga ( $\tau_l$ ). Também pode ser observado que o torque elétrico guarda uma relação linear com  $i_q$ , desde que a corrente  $i_d$  se mantenha nula. Nestas condições, isto significa que, a menos de uma constante  $3P\varphi_{PM}/2$ ,  $i_q$  pode ser considerada variável forçante ou de entrada na função de transferência que descreve a dinâmica de  $\omega_r$  em (2.8). Uma terceira observação válida é a de que se o motor estiver operando a vazio e a velocidade constante obtém-se a seguinte equação, a partir de (2.7):

$$B\omega_r = \frac{3}{2}P\varphi_{PM}i_q \quad (2.12)$$

A partir de (2.12), pode se concluir que a o coeficiente de atrito viscoso  $B$  pode ser estimado a partir de um controle proporcional integral das correntes do MSIP, onde a referência de  $i_d$  é estabelecida como nula e a referência de  $i_q$  é estabelecida como uma constante positiva qualquer. Assim, com o MSIP operando a vazio a uma velocidade constante e com o conhecimento prévio dos valores das constantes  $P$  e  $\varphi_{PM}$  e  $B$  pode ser determinado. Para tanto, aplicam-se leis de controle proporcional-integrais (PI) às correntes  $i_d$

e  $i_q$ , mantendo-se a velocidade  $\omega_r$  em malha aberta. A partir da Figura 6, pode-se representar o sistema com as correntes controladas através da Figura 7.

Ressalta-se que o esquema de controle de correntes apresentado na Figura 7 é aproveitado nas estruturas de controle propostas nos Capítulos 3 e 4. A metodologia de projeto das leis de controle PI utilizadas são detalhadas no Capítulo 3. Adianta-se, contudo, que o procedimento de projeto em questão leva em conta parâmetros de desempenho desejados para a dinâmica das correntes em malha fechada. Nesse ínterim, são considerados pelo projetista os parâmetros elétricos obtidos por meio dos ensaios descritos neste capítulo.

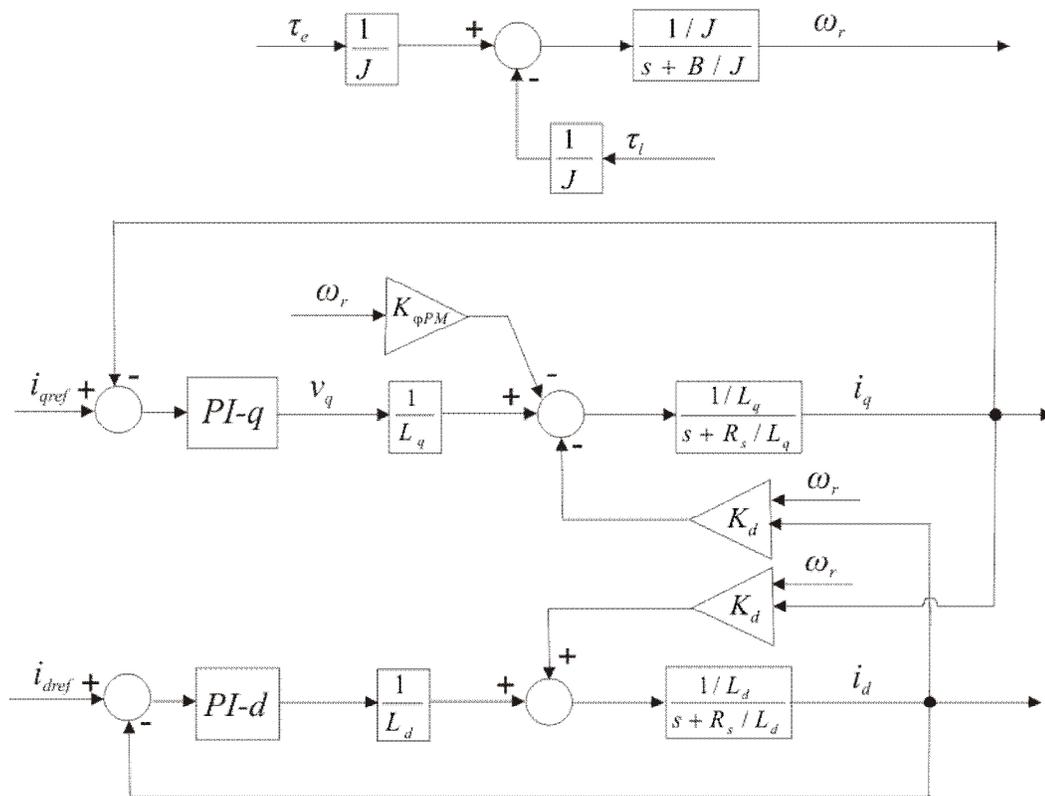


Figura 7. Sistema dinâmico do MSIP com correntes controladas por leis de controle PI e com velocidade em malha aberta

Na Figura 7, tem-se que  $PI-d$  e  $PI-q$  representam os controladores PI das correntes  $i_d$  e  $i_q$  respectivamente. As constantes  $K_d$ ,  $K_q$  e  $K_{\phi PM}$  são dadas pelas identidades que seguem. As equações em (2.13) são obtidas por meio da comparação da Figura 6 com as equações em (2.7).

$$\begin{aligned}
 K_d &= \frac{PL_q i_q \omega_r}{L_d} \\
 K_q &= \frac{PL_d i_d \omega_r}{L_q} \\
 K_{\phi PM} &= \frac{P\phi_{PM} \omega_r}{L_q}
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

Na Figura 7, os ganhos dos controladores PI ( $PI-d$  e  $PI-q$ ) são projetados com base em índices de desempenho, conforme é apresentado no Capítulo 3. A Figura 8 apresenta as correntes  $i_d$  e  $i_q$  e as referências adotadas para as mesmas,  $i_{dref} = 0A$  e  $i_{qref} = 0,32A$ . A Figura 9 apresenta a resposta da velocidade rotórica, em regime permanente. O sinal para  $\omega_r$  apresentado na Figura 9 é obtido por meio do uso de um Filtro de Kalman, conforme é descrito no Capítulo 3. Na Figura 9 também está inclusa a média do sinal  $\omega_r$ ,  $\omega_{rMEDI A} = 48,3543$  rad/s.

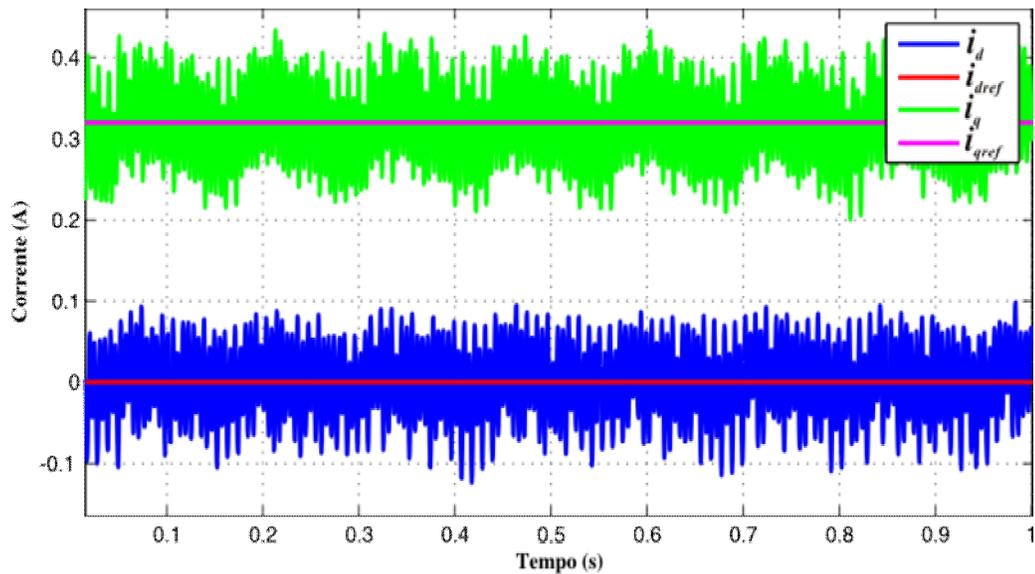


Figura 8. Correntes  $i_d$  e  $i_q$  e suas respectivas referências

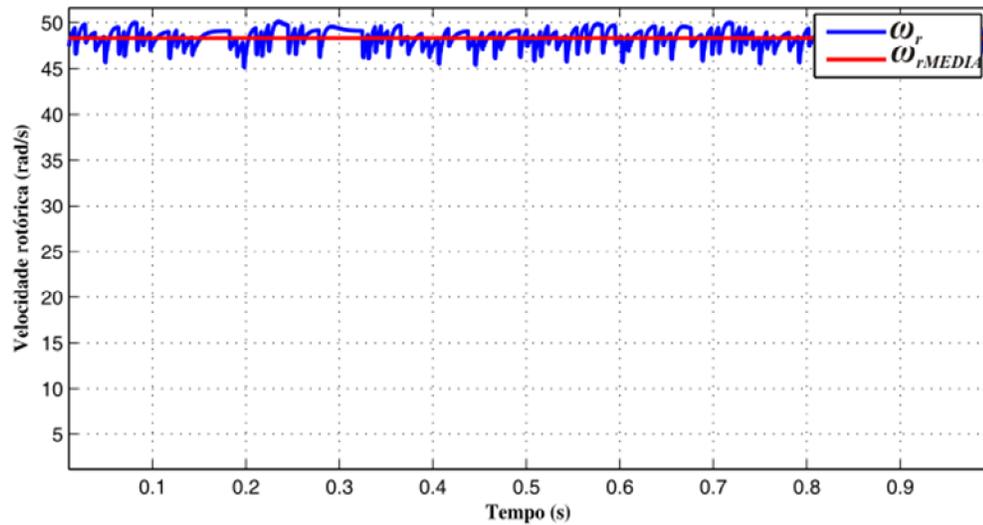


Figura 9. Resposta da velocidade rotórica

Da aplicação de (2.12), dos valores obtidos para  $\omega_{rMEDIa}$  na Figura 9 e do valor utilizado para  $i_{qref}$  na Figura 8, tem-se que  $B$  é calculado conforme mostrado na equação abaixo. O valor utilizado para  $\varphi_{PM}$  é aquele calculado a partir de (2.11).

$$B = \frac{3P\varphi_{PM}i_{qREF}}{\omega_{rMEDIa}} = \frac{3 \times 4 \times 0,1023 \times 0,32}{48,3543} = 0,004062 \text{ Nm/rad/s} \quad (2.14)$$

Para obter  $J$ , utilizando a mesma estrutura de controle PI usada para determinar  $B$ , estabelece-se uma função degrau para  $i_{qref}$  e mantém-se  $i_{dref} = 0$ . Assim, a partir da resposta de  $\omega_r$  ao degrau imposto a  $i_q$  é possível determinar  $J$ . A resposta de  $\omega_r$  ao degrau de corrente aplicado é apresentada na Figura 10, que segue abaixo. Neste gráfico, a velocidade também é obtida por meio de um Filtro de Kalman, tal qual na Figura 9. Neste gráfico também são apresentadas a média deste valor,  $\omega_{rMEDIa}$  e o valor final alcançado por  $\omega_r$ ,  $\omega_{rFINAL}$ . Por inspeção da Figura 10, tem-se que  $\omega_{rFINAL} = 47,71 \text{ rad/s}$ .

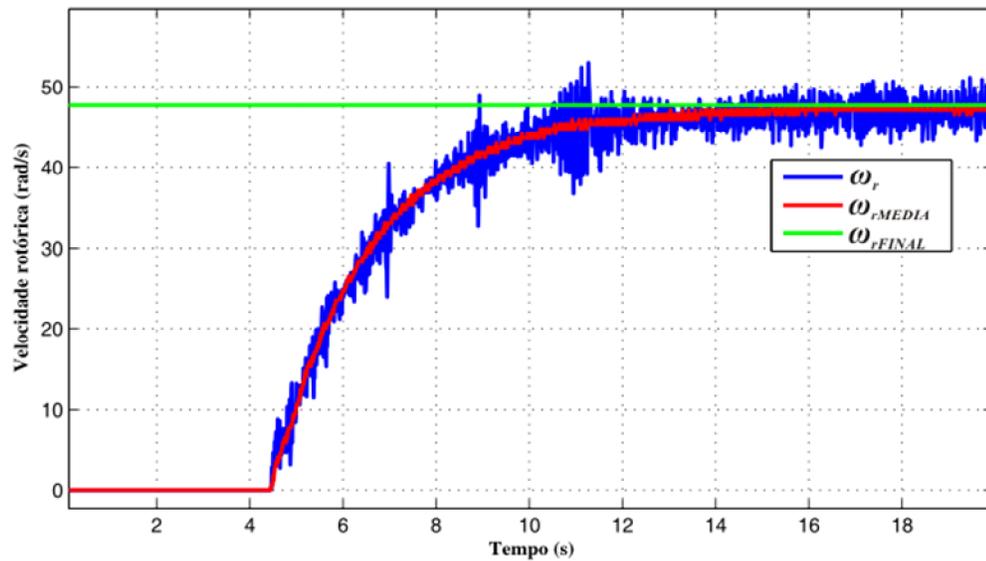


Figura 10. Resposta de  $\omega_r$  ao degrau de corrente imposto a  $i_q$

O degrau de corrente  $i_q$  aplicado e sua referência,  $i_{qref}$ , são ambos apresentados a seguir:

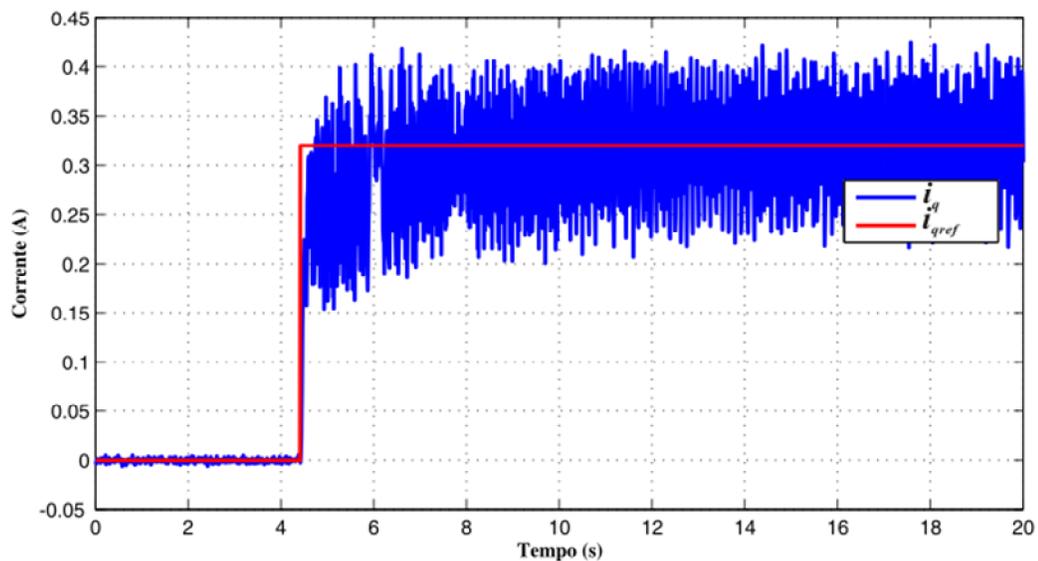


Figura 11. Degrau de corrente  $i_q$  aplicado ao MSIP e sua referência  $i_{qref}$

O comportamento apresentado nas Figuras 10 e 11 assemelha-se à resposta ao degrau unitário de um sistema de primeira ordem. Esta observação pode ser corroborada pela função de transferência em (2.8) que rege a dinâmica de  $\omega_r$ . Em (OGATA,1995), é dada uma técnica

de análise para a resposta ao degrau de funções de transferência de primeira ordem que pode ser utilizada para determinar  $J$ . Segundo esta análise, com o conhecimento do instante em que a velocidade rotórica atinge 63,2% do valor final da resposta a determinado degrau,  $\omega_{r63,2\%}$ , é possível determinar  $J$  desde que se conheça  $B$ . Segundo (OGATA,1995), dentro do contexto do modelo dinâmico do MSIP,  $J$  pode então ser determinada pela seguinte equação:

$$J = Bt_{63,2\%} \quad (2.15)$$

Onde  $t_{63,2\%}$  é o instante em que a velocidade atinge 63,2%, contado a partir do momento  $t_0$ , em que o degrau de corrente é aplicado. Da Figura 10, tem-se que o MSIP atinge a velocidade de 30,15 rad/s (63,2% de  $\omega_{rFINAL} = 47,71$  rad/s) no instante  $t = 6,564$  s. Da Figura 11, tem-se que  $t_0 = 4,4$  s. Portanto  $t_{63,2\%} = 2,164$  s. A partir destes dados e do valor obtido para  $B$  em (2.14), é possível calcular  $J$  a partir de (2.15). Mais detalhes sobre o procedimento para obter (2.15) são dados em (OGATA,1995). A tabela que segue resume estes dados e mostra o valor final estimado para  $J$ .

Tabela 5- Dados utilizados para estimar o momento de inércia  $J$ .

$\omega_{r63,2\%}$	47,71 rad/s
$t_{63,2\%}$	2,164 s
$B$	0,004062 Nm/rad/s $\approx$ 0,0041 Nm/rad/s
$J$	0,00879 kgm <sup>2</sup> $\approx$ 0,0088 kgm <sup>2</sup>

Os valores obtidos por meio dos ensaios apresentados nesta seção podem ser sumarizados na Tabela 6. Os mesmos serão tomados como os parâmetros reais do motor para fins de projeto de controle no restante desta dissertação, para os resultados de simulação dos capítulos 3 e 4 e para os resultados experimentais do Capítulo 5. Além dos dados da Tabela 6, outras propriedades relevantes do MSIP utilizado são os dados de placa apresentados na Tabela 7. Eles se referem ao modelo disponível no laboratório: um servo motor SWA56-7.0-30 da WEG. Os dados da Tabela 7 também são considerados válidos para o modelo dinâmico do MSIP simulado nos capítulos 3 e 4 e para os resultados experimentais obtidos no Capítulo 5.

Tabela 6- Parâmetros obtidos por meio dos ensaios realizados.

$R_s$	0,565 $\Omega$
$L_d$	2,48 mH
$L_q$	2,94 mH
$\varphi_{PM}$	0,1023 V/rad/s.
$P$	4
$B$	0,004062 Nm/rad/s $\approx$ 0,0041Nm/rad/s
$J$	0,00879 kgm <sup>2</sup> $\approx$ 0,0088 kgm <sup>2</sup>

Tabela 7- Dados de placa do servo motor utilizado: SWA56-7.0-30.

Velocidade nominal	3000 rpm
Potência nominal	1,5 kW
Constante de fluxo	50V/1000 rpm
Corrente de rotor bloqueado (corrente máxima)	9,0 A
Torque de rotor bloqueado (torque máximo)	0,004062 Nm/rad/s $\approx$ 0,0041Nm/rad/s

## 2.4 Sumário do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado de forma resumida o equacionamento que compõe o modelo dinâmico do MSIP. Foi mostrada, nesse ínterim, uma visão geral do modelo dinâmico do MSIP que descreve tensões e correntes da máquina em eixos girantes síncronos, conhecidos como eixos  $dq$ . As estruturas propostas de controle de posição e velocidade serão controladas tendo como base este modelo. O mesmo é obtido por meio de sucessivas transformações matriciais que são aplicadas sobre o modelo trifásico original do MSIP: a transformada de Clarke e a transformada de Park. Quando o MSIP é representado em eixos síncronos, o que se tem é um modelo equivalente CC para este tipo de máquina. Além disso, pelo fato de o sistema de eixos  $dq$  ser ortogonal, tensões e correntes encontram-se desacopladas, a menos de não-linearidades inerentes ao sistema. Com isso, se torna mais fácil projetar estruturas de controle de velocidade ou posição ao MSIP. Maiores detalhes sobre a obtenção do modelo são dados no Apêndice A desta dissertação.

Também foram apresentadas as técnicas de ensaio utilizadas na estimativa dos parâmetros do modelo do MSIP. Como as estruturas de controle propostas são robustas a variações e incertezas paramétricas, não se faz necessário um grau elevado de precisão na estimativa dos mesmos. Foram apresentados os ensaios para a determinação de  $R_s$ ,  $\varphi_{PM}$ ,  $B$  e  $J$ . As indutâncias  $L_d$  e  $L_q$  foram obtidas diretamente do fabricante.

## ***3 CONTROLE VETORIAL VS-RMRAC DE VELOCIDADE***

### **3.1 Considerações Gerais**

Este capítulo apresenta a descrição da estrutura de controle proposta para o servo-controle vetorial de velocidade do MSIP (Motor Síncrono de Ímãs Permanentes). Inicialmente, cada um dos elementos que compõem a estrutura deste algoritmo é apresentado, descrito e discutido. O primeiro componente da estrutura de controle proposta a ser discutido é a lei de controle VS-RMRAC (*Variable Structure Robust Model Reference Adaptive Control* – Controle Adaptativo por Modelo de Referência Robusto com Estrutura Variável), responsável pela regulação da velocidade. Para um melhor entendimento desta lei de controle, os conceitos básicos referentes à classe de controladores conhecidos como MRAC (*Model Reference Adaptive Control* – Controle Adaptativo por Modelo de Referência) são primeiramente introduzidos. Segue a isso a descrição da lei de controle VS-RMRAC em si. Isto inclui as hipóteses iniciais sobre o modelo de referência a ser adotado, a estrutura do algoritmo adaptativo e seus critérios de projeto. Na seqüência, apresenta-se a metodologia e o critério de projeto das leis de controle PI da estrutura de controle de velocidade proposta. Na seqüência, tem-se a descrição do Filtro de Kalman, o qual é utilizado para retro-alimentar um sinal de velocidade observada à lei de controle VS-RMRAC. O algoritmo da estrutura de controle proposta é então descrito como um todo e é aplicado ao controle de velocidade do MSIP. No final do capítulo é apresentado um exemplo de projeto do controlador VS-RMRAC e resultados de simulação são mostrados e comentados.

## 3.2 O Controlador VS-RMRAC

Conforme é apresentado na revisão bibliográfica do Capítulo 1 desta dissertação, a lei de controle VS-RMRAC (STEFANELLO, 2010), é uma modificação para tempo discreto da lei de controle contínua apresentada por (NARENDRA; BOSKOVIC, 1992). Trata-se da combinação de uma lei de controle RMRAC com uma ação de controle VS (*Variable Structure* – Estrutura Variável). Um controlador RMRAC típico apresenta robustez contra variações e incertezas paramétricas, dinâmicas não modeladas e distúrbios exógenos. A combinação de uma ação VS ao mesmo mantém estas características e ainda adiciona robustez ao algoritmo original. Tal lei de controle foi aplicada ao controle de correntes de um Filtro Ativo de Potência (APF – *Active Power Filter*) em (STEFANELLO; PINHEIRO; GRÜNDLING; 2009). Nesta dissertação a mesma é aplicada ao controle de velocidade (neste Capítulo) e de posição (Capítulo 4) do MSIP. Esta Seção apresenta alguns conceitos gerais referentes ao controle MRAC e a estrutura e critérios de projeto da lei VS-RMRAC. Algumas informações referentes à análise de estabilidade deste controlador são encontradas no Apêndice B desta dissertação.

### 3.2.1 Leis de controle MRAC e RMRAC

O termo controle adaptativo, de forma geral, tem sido usado para se referir aos algoritmos cujas leis de controle têm a propriedade de alterar seus ganhos ou parâmetros frente a alterações na dinâmica da planta controlada (IOANNOU; SUN, 1996). Conforme apresentado em (IOANNOU; SUN, 1996) o controle MRAC faz parte da classe de controladores ditos adaptativos. Isto é conseguido por meio de técnicas que, a partir da entrada e saída da planta, estados internos da mesma ou outras informações relacionadas a esta, possam identificar alterações nas propriedades da planta. Em resposta a tais alterações, estas técnicas podem modificar a lei de controle. A Figura 12 apresenta um esquema genérico para um controlador adaptativo simples. Neste sistema, a saída  $y$  e a entrada  $u$  da planta  $G_P(s)$  são utilizados como variáveis de entrada de uma lei de adaptação paramétrica. Esta lei consiste num algoritmo que processa  $y$  e  $u$  e determina de forma *online* os ganhos da lei de controle adaptativa. Com a adaptação paramétrica, objetiva-se que a saída  $y$  rastreie uma determinada referência atendendo critérios de desempenho especificados pelo projetista, independentemente de variações na dinâmica da planta. A consequência direta disto é que, se

os controladores adaptativos não eliminam a necessidade de algum conhecimento prévio do projetista sobre a planta, pelo menos estes reduzem de forma significativa a necessidade de um conhecimento apurado dos parâmetros da mesma. Ressalta-se que o controlador adaptativo apresentado na Figura 12 utiliza a abordagem entrada-saída. Ou seja, a lei de adaptação paramétrica ajusta os ganhos ou parâmetros do controlador considerando apenas a entrada e a saída do sistema em malha fechada, ou seja:  $r$  e  $y$ . Outra abordagem possível em uma dada lei de adaptação paramétrica é a utilização dos estados internos da planta, que devem ser medidos ou observados. Mais detalhes sobre esta abordagem são dados em (IOANNOU; SUN, 1996). Para fins deste trabalho, será considerada somente a abordagem entrada/saída.

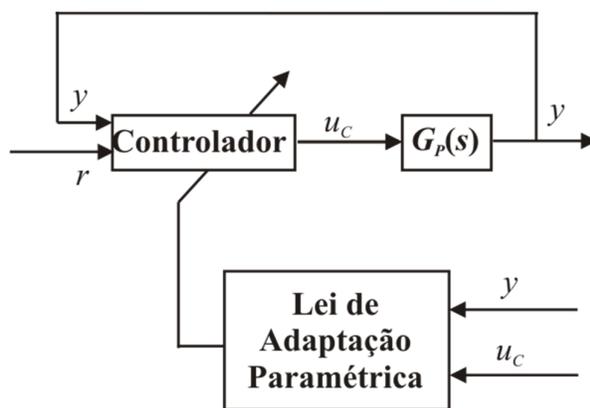


Figura 12. Estrutura genérica de um controlador adaptativo

As leis de controle classificadas como MRAC derivam de uma classe de controladores fixos (não adaptativos) conhecidos como MRC (*ModelReferenceControl* – Controle por Modelo de Referência). O objetivo destas leis de controle é, dada uma planta de parâmetros conhecidos  $G_P(s)$  e um modelo de referência  $W_m(s)$ , estabelecer uma lei de controle  $u_C$  que faça com que a resposta da planta em malha fechada se iguale à resposta do modelo de referência. Assim, pode-se inferir que nesta classe de controladores, o modelo de referência adotado satisfaz os critérios de desempenho dinâmico desejados para a planta. Geralmente o modelo de referência é descrito como função de transferência  $W_m(s) = y_m(s)/y_{ref}(s)$ , onde  $y_m(s)$  é a resposta do modelo de referência e  $y_{ref}(s)$  é a referência da lei de controle  $u_C$ . O vetor de parâmetros do controlador  $C_G, \theta_C^*$ , é projetado com base no conhecimento da planta, a fim de tornar a dinâmica do sistema de malha fechada idêntica àquela de  $W_m(s)$ . Um esquema genérico representando o controlador MRC é apresentado na Figura 13.

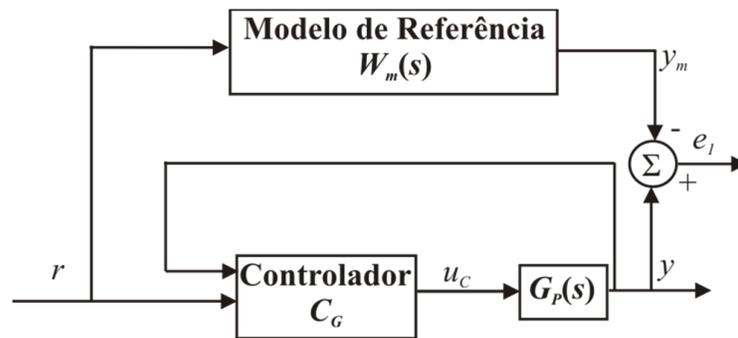


Figura 13. Estrutura genérica de um controlador MRC

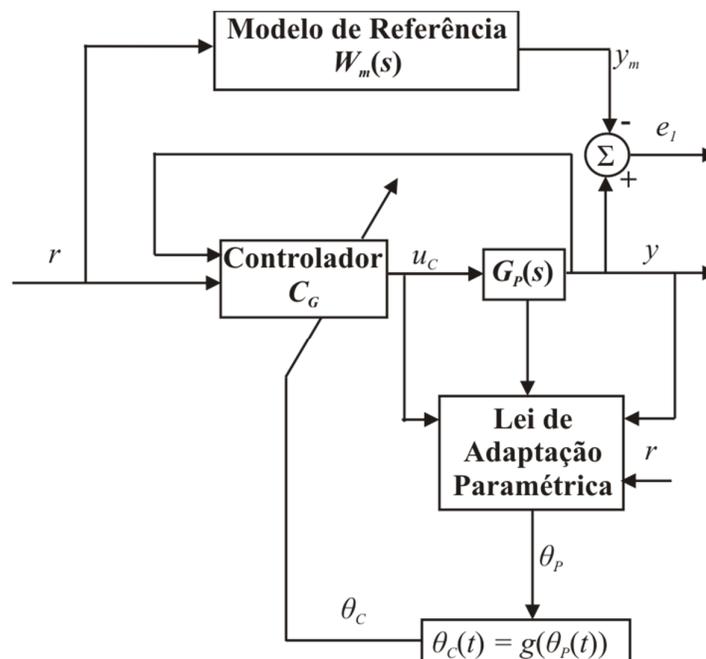


Figura 14. Estrutura genérica de um controlador MRAC indireto

O controlador MRC pode ser convertido para uma forma adaptativa, no que resulta o controlador MRAC. Nesta nova lei de controle, o vetor de ganhos fixos  $\theta_C^*$  é substituído pela sua estimativa, ou seja,  $\theta_C$ . Agora, uma lei de adaptação paramétrica calcula de forma *online* o valor dos ganhos em  $\theta_C$  a partir de variações detectadas na dinâmica da planta. Estas leituras são obtidas, em geral, por meio da aquisição de  $y$ ,  $u_C$  e  $r$ . Outros dados, tais como estados internos da planta e outros sinais, também podem servir como entrada, dependendo da composição do algoritmo para o cálculo dos parâmetros do controlador independentemente da lei de adaptação paramétrica adotada, existem basicamente dois tipos de leis de controle

MRAC: controladores MRAC indiretos e diretos (IOANNOU; SUN, 1996). Nos controladores MRAC indiretos, um vetor de parâmetros da própria planta,  $\theta_P$ , é estimado através de leituras da mesma. A partir disto, uma função  $g(\theta_P)$  determina o vetor  $\theta_C$  adequado. A Figura 14 apresenta de forma genérica, a estrutura básica desta classe de algoritmos de controle.

Os controladores MRAC diretos, por sua vez, caracterizam-se por terem uma lei de adaptação paramétrica que se caracteriza pelo cálculo do vetor  $\theta_C$  sem o intermédio do cálculo do vetor de parâmetros da planta. A Figura 15 apresenta de forma genérica, a estrutura básica desta classe de algoritmos de controle.

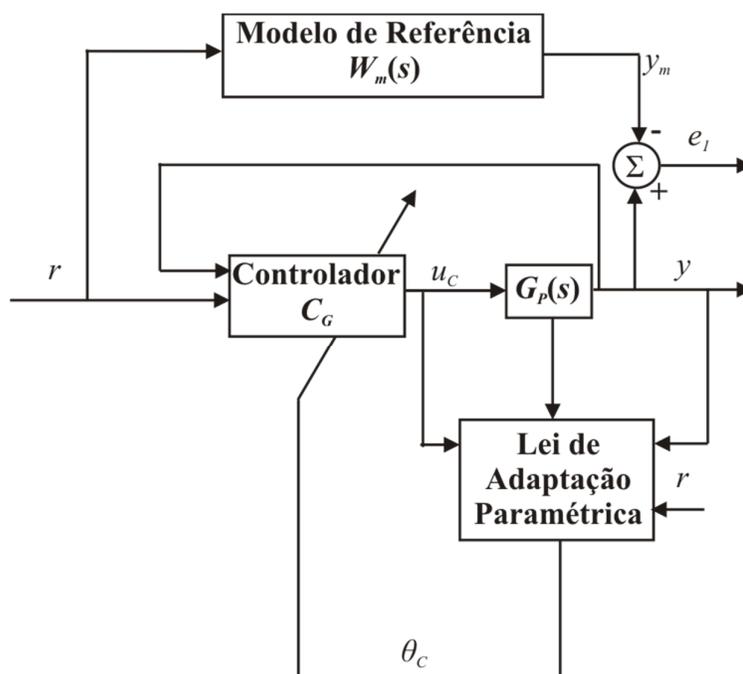


Figura 15. Estrutura genérica de um controlador MRAC direto

Pelo fato de os controladores MRAC serem adaptativos, espera-se que, quando houver incertezas ou variações paramétricas na planta, estes consigam manter o sistema estável e o erro  $e_l$  nulo ou próximo de zero dentro das condições de estabilidade matematicamente estabelecidas para os mesmos. Entretanto, nem sempre há garantias de que uma lei de controle MRAC vá se manter estável ou levar  $e_l$  a zero se o sistema controlado possuir dinâmicas não modeladas ou estiver exposto à ação de ruídos ou a distúrbios endógenos e/ou exógenos. Quando um controlador MRAC incorpora certo nível de tolerância a estas situações adicionais, o que deve ser demonstrado matematicamente, diz-se que o mesmo é um

controlador RMRAC (*RobustModelReferenceAdaptiveControl* – Controle por Modelo de Referência Robusto).

Levando em consideração a classificação de controladores MRAC discutida anteriormente, com base no trabalho de (STEFANELLO, 2010) pode-se afirmar que a lei de controle VS-RMRAC pode ser enquadrada como uma lei de controle RMRAC direta. O Apêndice B desta dissertação traz as condições de estabilidade robusta do VS-RMRAC referentes à limitação do vetor de parâmetros. As condições de estabilidade robusta referentes à limitação dos sinais internos do algoritmo VS-RMRAC é abordada, para referência do leitor, em (STEFANELLO, 2010).

### 3.2.2 Notação do capítulo

Algumas considerações referentes à notação adotada para este capítulo devem ser ressaltadas a fim de tornar a leitura que segue nas próximas seções mais clara. Assim, a relação entrada-saída do modelo de referência pode ser descrita como

$$y_m(k) = W_m(z)[u](k) \equiv Z^{-1}[W_m(z)u_c(z)] \quad (3.1)$$

onde o operador  $Z^{-1}$  representa a Transformada-Z inversa do operador  $W_m(z)$  e  $y_m(k) = W_m(z)[u_c](k)$  denota a saída de uma planta com função de transferência  $W_m(z)$  e entrada  $u_c(k)$ . Observa-se em (3.1) que  $u = u_c$ . A variável  $z$  expressa a frequência em tempo discreto e  $k$  é um contador temporal discreto. Para mais detalhes sobre a Transformada-Z o leitor é referenciado a (OGATA, 1995) e (HEMERLY, 2000).

A equação em espaço de estados de uma planta Linear e Invariante no Tempo (LTI) e com uma entrada e uma saída (SISO – *Single Input Single Output*) pode ser descrita em tempo discreto da seguinte forma:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k), \quad x \in \mathfrak{R}^n, \quad u \in \mathfrak{R} \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k), \quad y \in \mathfrak{R} \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde  $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ ,  $B \in \mathfrak{R}^{n \times 1}$ ,  $C \in \mathfrak{R}^{1 \times n}$  e  $D \in \mathfrak{R}^1$ . Em (3.2),  $x$  é definido como o vetor de estados,  $u$  como o vetor de entrada e  $y$  como o vetor de saída.

Utilizando o conceito de Transformada-Z, (3.2) também pode ser descrita como

$$\begin{aligned}zx(z) - zx(0) &= Ax(z) + Bu(z) \\y(z) &= Cx(z) + Du(z)\end{aligned}\tag{3.3}$$

onde  $x(0)$  é a condição inicial do vetor de estados.

### 3.2.3 Hipóteses sobre a planta e sobre o modelo de referência

Considere a planta SISO, LTI

$$\begin{aligned}y(k) = G(z)[u](k) &= G_0(z)(1 + \mu\Delta_m(z))[u](k) + \mu\Delta_a(z)[u](k) \\G_0(z) = C(zI - A)^{-1}B &= k_p \frac{Z_0(z)}{P_0(z)}\end{aligned}\tag{3.4}$$

onde  $G(z)$  é uma função de transferência estritamente própria,  $Z_0(z)$  e  $P_0(z)$  são polinômios mônicos e  $k_p$  é o ganho de alta frequência da planta.  $\Delta_a(z)$  e  $\Delta_m(z)$  são as funções de transferência das dinâmicas não modeladas da planta, aditivas e multiplicativas respectivamente, e  $\mu$  é o ganho constante positivo destas dinâmicas.  $G_0(z)$  é a função de transferência da planta nominal, ou seja, a porção totalmente modelada da planta. Ressalta-se aqui que as dinâmicas não modeladas em um sistema real podem ter basicamente duas razões: o desconhecimento do projetista com relação a todas as dinâmicas envolvidas ou mesmo a desconsideração das mesmas, por uma razão qualquer, na aplicação de uma lei de controle à planta. De qualquer forma, uma formulação tal qual a apresentada em (3.4) considera a existência destas dinâmicas, mesmo não as explicitando. Tendo isto em mente, pode-se supor que na quase totalidade dos casos  $G_0(z)$  constitui uma descrição parcial da planta (SASTRY; BODSON, 1989) já que é muito comum a existência de plantas com dinâmicas não modeladas. No caso dos MSIP's, um exemplo de fenômeno gerador de dinâmicas não modeladas é o fato de o fluxo no entreferro não ser perfeitamente senoidal, o que não é um fato previsto pelo modelo apresentado em (2.7).

A função de transferência do modelo de referência utilizada para descrever o comportamento desejado da planta em malha fechada é dada por

$$y_m(k) = W_m(z)[r](k) = \frac{k_m}{P_m(z)} \quad (3.5)$$

onde  $P_m(z)$  é um polinômio mônico, estável,  $r$  é um sinal de referência uniformemente limitado,  $y_m$  é a resposta de  $W_m(z)$ , cujo valor é desejado para  $y$ , e  $k_m$  é o ganho de alta frequência do modelo de referência.

O propósito de um controlado RMRAC é que, para o caso ideal, ou seja,  $\mu = 0$ , a saída da planta  $y$  rastreie  $y_m$  e que para  $\mu^* > 0$  e qualquer  $\mu \in [0, \mu^*]$ , o controlador garanta a estabilidade robusta do sistema em malha fechada.

As hipóteses relativas à planta e ao modelo de referência são as que seguem:

- H1)  $Z_0(z)$  é um polinômio mônico, Schur de grau  $m_0$  conhecido;
- H2)  $P_0(z)$  é mônico, Schur de grau  $n_0$  conhecido e  $n^* = n_0 - m_0 \geq 1$  é o grau relativo da planta nominal  $G_0(z)$ ;
- H3) São conhecidos o sinal do ganho  $k_p$  e o limite superior de  $|k_p|$ , ou seja,  $k_{p0} \geq |k_p|$ ;
- H4)  $\Delta_m(z)$  é uma função de transferência com grau relativo maior que o de  $G_0(z)$ ;
- H5)  $\Delta_a(z)$  é uma função de transferência estritamente própria;
- H6) É conhecido um limite superior  $\delta^* \in (0,1)$ , tal que  $\Delta_a(z)$  e  $\Delta_m(z)$  possuem todos os seus pólos num círculo confinado aberto de raio  $|z| \geq \sqrt{\delta^*}$ ;
- H7)  $P_m(z)$  é um polinômio mônico, Schur de grau  $n^*$ ;

As hipóteses *H1*, *H2* e *H3* são necessárias para o projeto de um controlador estável, para a escolha do modelo adequado (vide *H7*) e para o projeto do ganho da lei de adaptação paramétrica. As hipóteses *H4-H6* são necessárias para garantir limitação dos sinais na malha fechada e para o projeto da robustez da lei de adaptação paramétrica.

### 3.2.4 Estrutura do algoritmo RMRAC clássico

Nesta seção, é apresentada a estrutura básica de um algoritmo RMRAC clássico, sem levar em conta ainda o elemento de estrutura variável (elemento VS). Este estudo serve de base para o entendimento posterior da estrutura VS-RMRAC. Nesta dissertação, os algoritmos RMRAC e VS-RMRAC são todos apresentados na forma discreta – vide (STEFANELO, 2010). Para mais informações sobre a forma contínua do algoritmo RMRAC, o leitor é referido a (IOANNOU; SUN, 1995). Mais informações sobre a lei de controle VS-

RMRAC no domínio contínuo podem ser encontradas em (NARENDRA; BOSKOVIC, 1992) e também em (STEFANELO, 2010).

Seja a seguinte lei de controle:

$$u(k) = u_c(k) = \theta_c^T \omega_c \quad (3.6)$$

onde as seguintes definições são válidas:

$$\begin{aligned} \theta_c &= [\theta_1^T \quad \theta_2^T \quad \theta_{2n_0-1} \quad \theta_{2n_0}]^T \in \mathfrak{R}^{2n_0} \\ \omega_c &= [\omega_1^T \quad \omega_2^T \quad y \quad r] \in \mathfrak{R}^{2n_0} \end{aligned} \quad (3.7)$$

A entrada  $u$  e a saída  $y$  da planta são geradas para gerar os sinais filtrados  $\omega_1, \omega_2 \in \mathfrak{R}^{n_0-1}$  que são dados por

$$\omega_1(k) = \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)}[u](k), \quad \omega_2(k) = \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)}[y](k) \quad (3.8)$$

onde tem-se as seguintes definições

$$\alpha(z) = [z^{n_0-2} \quad \dots \quad z \quad 1], \quad \Lambda(z) = z^{n_0-1} + \lambda_{n_0-2}z^{n_0-2} + \dots + \lambda_1z + \lambda_0 \quad (3.9)$$

Em(3.8) e (3.9)  $\Lambda(z)$  é um polinômio estável. A realização em espaço de estados de (3.8) resulta

$$\begin{aligned} \omega_1(k+1) &= F\omega_1(k) + qu(k), \quad \omega_1(0) = 0 \\ \omega_2(k+1) &= F\omega_2(k) + qy(k), \quad \omega_2(0) = 0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

onde  $(F, q)$  é um par estável.

Definindo  $\Phi(k) = \theta_c(k) - \theta_c^*$ , onde  $\theta_c^* = [\theta_1^{*T} \quad \theta_2^{*T} \quad \theta_{2n_0-1}^* \quad \theta_{2n_0}^*]$  é o vetor de parâmetros fixos do controlador que seria desejado para resolver o problema do controle MRC, tem-se que:

$$u_c(k) = \Phi^T(k)\omega(k) + \theta_1^{*T}\omega_1(k) + \theta_2^{*T}\omega_2(k) + \theta_{2n_0-1}^*y(k) + \theta_{2n_0}^*r(k) \quad (3.11)$$

De (3.8) e (3.10) tem-se que  $(zI - F)^{-1}q = \alpha(z)/\Lambda(z)$ . Aplicando esta igualdade em (3.10) e notando que  $y(k) = G(z)[u](k)$ , obtém-se:

$$(1 - F_1(z) - F_2(z)G(z))[u](k) = \Phi^T(k)\omega_c(k) + \theta_{2n_0}^*r(k) \quad (3.12)$$

onde

$$F_1(z) = \theta_1^{*T}(zI - F)^{-1}q, F_2(z) = \theta_2^{*T}(zI - F)^{-1}q + \theta_{2n_0}^*r(k) \quad (3.13)$$

Considerando que há ausência de dinâmicas não-modeladas e assumindo  $\theta_c = \theta_c^*$ , tem-se que  $G(z) = G_0(z)$ ,  $\Phi(k) = 0$  e  $r(k) = W_m(z)^{-1}G_0(z)[u](k)$ . Substituindo estes resultados em (3.12), a parte modelada da planta fica sendo dada por:

$$G_0(z) = \rho^*W_m(z)(1 - F_1(z) - F_2(z)G_0(z)), \rho^* = 1/\theta_{2n_0}^* \quad (3.14)$$

Conforme apresentado em (STEFANELLO, 2010), quando o controlador RMRAC atinge seu objetivo, ou seja, obtém-se  $e_l = 0$  e há ausência de dinâmicas não-modeladas, os parâmetros da lei de controle passam a ser fixas nos seus valores desejados. Dessa maneira, tem-se que

$$\theta_{2n_0}^*G_0(z)W_m^{-1}(z) = (1 - \theta_1^{*T}\alpha(z)/\Lambda(z)) - (\theta_2^{*T}\alpha(z)/\Lambda(z) + \theta_{2n_0-1}^*)G_0(z) \quad (3.15)$$

Objetiva-se, agora, obter a equação da saída da planta  $y$  a partir da expressão para  $G_0(z)$ , em (3.14) e do modelo entrada-saída da planta  $G(z)$ , apresentado em (3.4). Assim,  $G_0(z)$  em (3.14) é substituído em (3.4). Além disso, a parcela  $\rho^*W_m(z)F_2(z)G(z) - \rho^*W_m(z)F_2(z)G_0(z)$  à expressão resultante dessa substituição. Com isso, após algumas operações algébricas, obtém-se

$$y(k) = \rho^*W_m(z)(1 - F_1(z) - F_2(z)G(z))[u](k) + \rho^*W_m(z)F_2(z)(G(z) - G_0(z))[u](k) + \rho^*W_m(z)(1 - F_1(z) - F_2(z)G(z))\mu\Delta_m(z)[u](k) + \mu\Delta_a(z)[u](k) \quad (3.16)$$

Dado que  $G(z) - G_0(z) = G_0(z)\mu\Delta_m(z) + \mu\Delta_a(z)$ , a equação (3.16) pode ser simplificada da forma que segue:

$$y(k) = \rho^* W_m(z)(1 - F_1(z) - F_2(z)G(z))[u](k) + \mu\eta(k) \quad (3.17)$$

Em (3.17) tem-se que:

$$\eta(k) = \Delta(z)[u](k), \Delta(z) = \rho^* \Delta_m(z)W_m(z)(1 - F_1(z)) + \Delta_a(z)(1 + \rho^* W_m(z)F_2(z)) \quad (3.18)$$

Em (3.18),  $\Delta(z)$  é uma função de transferência estritamente própria. Isso se deve ao fato de que  $G(z)$  é estritamente própria e também devido às hipóteses H1, H2 e H3. Devido à estabilidade de  $\Delta(z)$  e às hipóteses H4, H5 e H7. Substituindo (3.12) em (3.17), a saída da planta em malha fechada pode ser escrita da forma que segue:

$$y(k) = \rho^* W_m(z)[\Phi^T(k)\omega_C(k) + \theta_{2n_0}^* r(k)] + \mu\eta(k) \quad (3.19)$$

Dado que  $e_l = y - y_m$  e que  $\rho^* = 1/\theta_{2n_0}^*$ , o erro de rastreamento é dado por

$$e_1(k) = y - y_m = \rho^* W_m(z)[\Phi^T(k)\omega_C(k) + \theta_{2n_0}^* r(k) + \mu\eta(k)] \quad (3.20)$$

Para o caso no qual se admite que o ganho da planta não é conhecido, pode-se calcular o erro aumentado  $e_a$  da forma que segue:

$$e_a(k) = e_1(k) + \rho(k)e_2(k) \quad (3.21)$$

Em (3.21),  $\rho$  é a estimativa do parâmetro  $\rho^*$  e  $e_2$  é o sinal de aumento do erro, dado por

$$e_2(k) = -W_m(z)[\theta_C^T \omega_C](k) + \theta_C^T(k-1)\zeta(k), \zeta(k) = W_m(z)[\omega_C](k) \quad (3.22)$$

Conforme apresentado em (STEFANELLO, 2010), a fim de tornar o algoritmo causal, tornou-se necessária, em (3.22), a inserção de um atraso de uma amostra no vetor de

parâmetros  $\theta_C$ , no termo  $\theta_C^T(k-1)\zeta(k)$ . De (3.23), considerando que  $\Phi = \theta_C - \theta_C^*$ ,  $\rho = \rho_e + \rho^*$  e de (3.21), tem-se que:

$$e_a(k) = \rho^* W_m(z) [\theta_C^T \omega_C](k) - \rho^* \theta_C^{*T} \zeta(k) + \rho_e(k) e_2(k) + \rho^*(k) e_2(k) + \mu \eta(k) \quad (3.23)$$

Substituindo (3.22) no termo  $\rho^* e_2$  de (3.23), obtém-se uma nova equação para  $e_a$ :

$$e_a(k) = \rho^* \Phi^T(k-1) \zeta(k) + \rho_e(k) e_2(k) + \mu \eta(k) \quad (3.24)$$

A equação (3.24) é utilizada para o projeto do algoritmo VS-RMRAC, o qual é apresentado na seqüência.

### 3.2.5 Projeto do algoritmo de controle VS-RMRAC

Com base no método de combinação de controladores adaptativos proposto por (NARENDRA; BOSKOVIC, 1992), é possível obter um controlador que combine um controlador RMRAC com um de estrutura variável pela soma das parcelas associadas a cada um dos controladores. Portanto, para o caso do controlador VS-RMRAC, o  $i$ -ésimo parâmetro do vetor  $\theta_C$  em (3.6) por

$$\theta_i(k) = \theta_{id} + \lambda \theta_{is} \frac{e_a \zeta_i}{|e_a \zeta_i| + \delta}, \quad i = 1, \dots, 2n_0 \quad (3.25)$$

Em (3.25),  $\theta_{id} e \lambda \theta_{is} e_a \zeta_i / (|e_a \zeta_i| + \delta)$ ,  $0 < \lambda < 1$  são associados às parcelas RMRAC e de controle VS, respectivamente. Ressalta-se que o termo  $e_a \zeta_i / (|e_a \zeta_i| + \delta)$  é utilizado como substituto da função sinal  $\text{sgn}(e_a \zeta_i)$ , a fim de evitar descontinuidades no vetor de parâmetros. Mesmo com o uso da estratégia de combinação adotada em (3.17), é válido notar que, algebricamente, a estrutura da lei de controle RMRAC apresentada em (3.6) permanece inalterada.

A equação (3.17) implica que o parâmetro  $\theta_i(k)$  é função de  $e_a(k)$ . Assim, para o algoritmo como um todo ser causal,  $e_a(k)$  não deve ser função de  $\theta_i(k)$ . Isso reforça a necessidade de aplicar o atraso de uma amostra a  $\theta_C$  em (3.22).

O ponto chave da combinação executada em (3.25) é o projeto de uma lei de adaptação paramétrica para  $\theta_{is}$  tal que  $\theta_{is}$  tenda a zero quando  $e_a = 0$ . Portanto, os valores nominais de  $\theta_{id}$  e  $\theta_{is}$  são os que seguem:

$$\theta_i^* = \theta_{id}^*, \theta_{is}^* = 0 \quad (3.26)$$

Definindo  $\Phi_{id} = \theta_{id} - \theta_{id}^*$ , de (3.26) tem-se que

$$\Phi_i = \Phi_{id} + \lambda \theta_{is} \frac{e_a \zeta_i}{|e_a \zeta_i| + \delta} \quad (3.27)$$

As equações para o erro aumentado sugerem que as seguintes equações para os parâmetros  $\theta_i(k)$  da lei de controle e para  $\rho(k)$  da equação do erro componham a lei de adaptação paramétrica (NARENDRA; ANNASWAMY, 1989).

$$\theta_{id}(k) = \theta_{id}(k-1) + \text{sgn}(\rho^*) \frac{\gamma_d e_a(k) \zeta_i(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (3.28)$$

$$\theta_{is}(k) = \lambda \theta_{is}(k-1) + \text{sgn}(\rho^*) \frac{\gamma_s e_a(k) \zeta_i(k) e_a(k-1) \zeta_i(k-1)}{\bar{m}^2(k) (|e_a(k-1) \zeta_i(k-1)| + \delta)} \quad (3.29)$$

$$\rho(k+1) = \rho(k) - \frac{\gamma e_a(k) e_2(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (3.30)$$

$$\bar{m}^2(k) = m^2(k) + \zeta^T(k) \zeta(k) + e_2^2(k) \quad (3.31)$$

$$m^2(k+1) = \delta_0 (m^2(k) - 1) + |u_c(k)|^2 + |y(k)|^2 + 1, m(0) = 1 \quad (3.32)$$

Estas equações compõem uma lei de adaptação paramétrica do tipo Gradiente (NARENDRA; ANNASWAMY, 1989). As equações (3.28) e (3.29) são apresentadas em (STEFANELLO, 2010) diferem daquelas apresentadas em (NARENDRA; BOSKOVIC, 1992): há modificações na função de entrada de (3.29) e, além disso, o sinal de normalização  $\bar{m}^2$  é utilizado a fim de tornar o algoritmo robusto a dinâmicas não-modeladas. Em (3.29) tem-se que  $0 < \delta < 1$  e em (3.32) tem-se que  $0 < \delta_0 < 1$ . Ainda, em (3.30), tem-se que, conforme (STEFANELLO, 2010), os parâmetros de projeto do algoritmo VS-RMRAC devem ser projetados de acordo com os critérios que seguem:

$$\begin{aligned}
0 < \lambda < 1 \\
0 < \gamma < 1 \\
1 - \frac{k_{p0}}{k_m}(\gamma_d + \gamma_s) - \gamma > 0
\end{aligned} \tag{3.33}$$

onde  $k_m > 0$  é o ganho do modelo de referência e  $k_{p0}$  é o limite superior de  $k_p$ . Igualmente válidas às condições de (3.33) são as condições que seguem, apresentadas em (STEFANELLO; PINHEIRO; GRÜNDLING, 2009):

$$\begin{aligned}
0 < \lambda < 1 \\
0 < \gamma < 1 \\
\gamma_d + \gamma_s / \lambda > 1 / \max|\rho^*|
\end{aligned} \tag{3.34}$$

### 3.2.6 Adaptação do algoritmo de controle VS-RMRAC ao controle de velocidade do MSIP

Uma vez estabelecida a estrutura e a metodologia de projeto do algoritmo VS-RMRAC, torna-se necessário aplicar a mesma ao controle de velocidade do MSIP. Realizando este procedimento e, ainda, adicionando à lei de controle de velocidade uma malha interna de controle de correntes e um observador (Filtro de Kalman) para observar a velocidade do MSIP, constitui-se a estrutura de controle de velocidade proposta. Este esquema é apresentado na Figura 16. Ressalta-se apenas, nesta seção que o esquema de controle proposto é composto por uma malha de controle de velocidade, uma malha PI de controle das correntes estatóricas e um observador de velocidade conhecido como Filtro de Kalman. Nesta seção é descrito como a lei de controle VS-RMRAC é aplicada ao caso do controle de velocidade de MSIP's a fim de constituir a malha de velocidade. A seção 3.3 descreve a metodologia de projeto utilizada para o projeto da malha de controle das correntes. A seção 3.4 apresenta o observador utilizado para identificar a velocidade do MSIP a partir da medida da posição angular. A Seção 3.5 explica o funcionamento da estrutura apresentada na Figura 16 como unidade integrada.

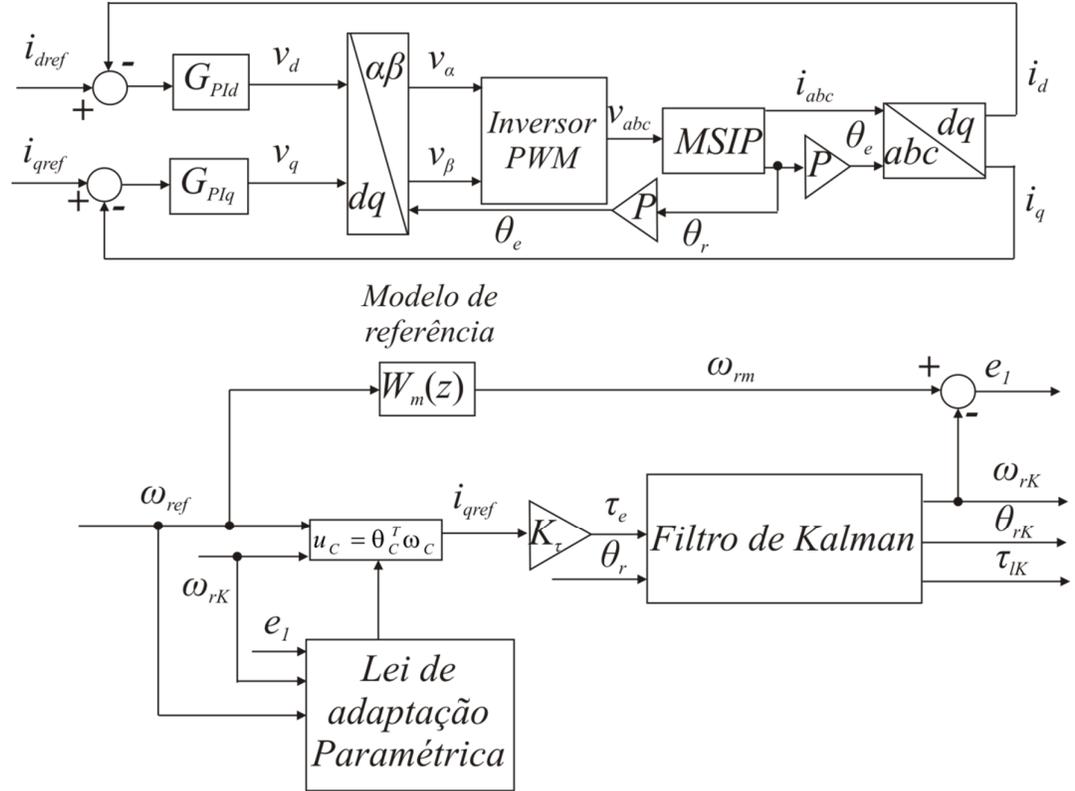


Figura 16. Estrutura de controle vetorial de velocidade proposta

A fim de aplicar a lei de controle VS-RMRAC ao controle de velocidade de MSIP's, o passo inicial é a discretização do modelo mecânico do MSIP. Aplicando a Transformada-Z à função de transferência mecânica apresentada em (2.8), na Seção 2.2, com ZOH (*Zero OrderHold*) conforme descrito em (OGATA, 1995), obtém-se a seguinte identidade:

$$G_p(z) = Z(G_p(s)G_{ZOH}(s)) = Z\left(\frac{1/J}{s+B/J} \frac{1-e^{-Ts}}{s}\right) = \frac{k_p}{z-p} \quad (3.35)$$

onde  $G_{ZOH}(s) = (1-e^{-Ts})/s$  é a função de transferência que aplica a função ZOH a  $G_p(s)$ ,  $k_p = 1 - T_s B/J$  e  $p = T_s/J$ .  $T_s$  é o período de discretização aplicado ao algoritmo. Conforme é visto nas Seções 3.3 e 3.5,  $i_d$  é mantido em um valor nulo por um controlador PI fixo, na estrutura de controle proposta. Com isso, de (2.5), obtém-se  $\tau_e = (3/2)P\phi_{PM}i_q$ . Portanto, segundo o sistema de notações apresentado na Seção 3.2.2, tem-se que de (2.8) e (3.35), a seguinte identidade é válida:

$$G_p(z)\tau_e(z) = \frac{\omega_r(z)}{\tau_e(z)}\tau_e(z) = \frac{k_p}{z-p}\tau_e(z) = \frac{k_p}{z-p}\left(\frac{3}{2}P\varphi_{PM}\right)i_q(z) = \frac{k_p}{z-p}K_{\varphi PM}i_q(z) \quad (3.36)$$

Em (3.36),  $K_{\varphi PM} = (3/2)P\varphi_{PM}$ . Conforme é visto na Seção 3.3 e na Seção 3.5, pretende-se que o controlador VS-RMRAC seja tal que  $u_C = i_{qref}$ , onde  $i_{qref}$  é a referência para a corrente  $i_q$  (controlada por uma lei PI fixa). Portanto, a definição de (3.36) não é totalmente adequada para a planta a ser controlada. Devido a isso, define-se uma nova função de transferência que possibilita implementar  $u_C = i_{qref}$ , conforme segue:

$$G_{p\omega}(z)i_{qref}(z) = \frac{G_p(z)}{K_{\varphi PM}}i_{qref}(z) = \frac{k_p}{z-p}i_{qref}(z) \quad (3.37)$$

A função de transferência discreta do modelo de referência  $W_m(z)$  é definida da forma que segue para o caso do controle de velocidade do MSIP:

$$\omega_{rm}(z) = W_m(z)\omega_{ref}(z) = \frac{k_m}{z-q}\omega_{ref}(z) \quad (3.38)$$

De (3.37) pode-se concluir que, quando o VS-RMRAC é aplicado à regulação de  $\omega_r$ , tem-se que  $y_m = \omega_{rm}$  e  $y_{ref} = \omega_{ref}$ . Se for considerado que  $\omega_{rm} = \omega_r$ , obtém-se, de (3.37) e (3.38):

$$u_C(z) = i_{qref}(z) = \frac{q-p}{k_p}\omega_r(z) + \frac{k_m}{k_p}\omega_{ref}(z) \quad (3.39)$$

Como variações paramétricas para  $G_{p\omega}(s)$  no algoritmo VS-RMRAC são admitidas, não se pode usar os parâmetros fixos  $p$  e  $k_p$  em (3.39). Portanto, substitui-se  $(q-p)/k_p$  e  $k_m/k_p$  pelos parâmetros variáveis  $\theta_1$  e  $\theta_2$ . Disso resulta a equação que segue:

$$u_C(z) = i_{qref}(z) = \theta_1\omega_r(z) + \theta_2\omega_{ref}(z) = \theta_C\omega_C \quad (3.40)$$

Nota-se que (3.40) encontra-se na mesma forma algébrica estabelecida para a lei de controle VS-RMRAC em (3.6). Com isso, tem-se que  $\theta_C = [\theta_1, \theta_2]$  e  $\omega_C = [\omega_r, \omega_{ref}]$ . Ressalta-se também que, como a velocidade do MSIP apresenta uma dinâmica em malha fechada

representada por uma função de transferência que apresenta um pólo discreto – vide (3.38), tem-se que  $n_0 = 1$ . Este fato é relevante para a definição dos valores do índice  $i$  nas equações (3.25), (3.26), (3.27), (3.28) e (3.29). Conforme visto em (IOANNOU; SUN, 1996), através do casamento entre o modelo de referência e a dinâmica de malha fechada da planta, de forma semelhante ao que é feito para o projeto de controladores MRC, é possível chegar ao resultado apresentado em (3.40).

Aplicando-se a (3.40) o equacionamento e os critérios de projeto apresentados nas Seções 3.2.4 e 3.2.5, fica estabelecida a aplicação do algoritmo VS-RMRAC ao controle da velocidade rotórica do MSIP.

### 3.3 Controle Proporcional-Integral (PI) das Correntes Estatóricas

Conforme abordado na Seção 3.5, na estrutura de controle proposta nesta dissertação, as correntes  $i_d$  e  $i_q$  são reguladas por leis de controle PI fixas. A corrente  $i_d$  é controlada por uma referência  $i_{dref} = 0$  a fim de que o torque elétrico do MSIP seja uma função linear de  $i_q$ . De acordo com (3.40), a lei de controle VS-RMRAC determina a referência para  $i_q$ , ou seja,  $i_{qref}$ , a fim de minimizar  $e_I$ . Nesta seção, será apresentada a metodologia de projeto adotada para o projeto dos ganhos dos controladores PI das correntes. O projeto dos controladores PI é realizado em tempo contínuo. Posteriormente, estas leis de controle são discretizadas. Apesar de os parâmetros elétricos do MSIP também estarem sujeitos a variações e incertezas, isso não interfere no desempenho da estrutura de controle proposta, conforme é visto na Seção 3.6,

Na metodologia de projeto adotada para os controladores de correntes estatóricas do MSIP, o primeiro passo é determinar funções de transferência que definam as dinâmicas em malha fechada de  $i_d$  e  $i_q$ . Para isso, considera-se inicialmente as funções de transferência dos controladores PI de  $i_d$  e  $i_q$ , denominadas respectivamente,  $G_{PI_d}(s)$  e  $G_{PI_q}(s)$ :

$$\begin{aligned} G_{PI_d}(s) &= kp_d + \frac{ki_d}{s} = \frac{kp_d s + ki_d}{s} \\ G_{PI_q}(s) &= kp_q + \frac{ki_q}{s} = \frac{kp_q s + ki_q}{s} \end{aligned} \quad (3.41)$$

onde  $kp_d$  e  $kp_q$  são os ganhos proporcionais e  $ki_d$  e  $ki_q$  são os ganhos integrais.

De posse das funções de transferência  $G_d(s)$  e  $G_q(s)$  em (2.8) e (3.41), podem se estabelecer as funções de transferência para as dinâmicas das correntes estatóricas em malha fechada  $G_{CLd}(s)$  e  $G_{CLq}(s)$ :

$$\begin{aligned} G_{CLd}(s) &= \frac{G_{PI d}(s)G_d(s)}{1 + G_{PI d}(s)G_d(s)} = \frac{(kp_d / L_d)s + (ki_d / L_d)}{s^2 + ((kp_d + R_s) / L_d)s + (ki_d / L_d)} \\ G_{CLq}(s) &= \frac{G_{PI q}(s)G_q(s)}{1 + G_{PI q}(s)G_q(s)} = \frac{(kp_q / L_q)s + (ki_q / L_q)}{s^2 + ((kp_q + R_s) / L_q)s + (ki_q / L_q)} \end{aligned} \quad (3.42)$$

Conforme pode ser visto em (3.42), as dinâmicas em malha fechada para as correntes estatóricas são de segunda ordem. Em termos práticos, costuma-se ter que  $kp_d \ll R_s$  e  $kp_q \ll R_s$ . Devido a isso, para fins de projeto a seguinte aproximação pode ser considerada:

$$\begin{aligned} G_{CLd}(s) &= \frac{(kp_d / L_d)s + (ki_d / L_d)}{s^2 + ((kp_d + R_s) / L_d)s + (ki_d / L_d)} \cong \frac{\omega_{PI d}^2}{s^2 + 2\xi_{PI d}\omega_{PI d} + \omega_{PI d}^2} \\ G_{CLq}(s) &= \frac{(kp_q / L_q)s + (ki_q / L_q)}{s^2 + ((kp_q + R_s) / L_q)s + (ki_q / L_q)} \cong \frac{\omega_{PI q}^2}{s^2 + 2\xi_{PI q}\omega_{PI q} + \omega_{PI q}^2} \end{aligned} \quad (3.43)$$

A partir de (3.43), assumindo um determinado conjunto de valores para os parâmetros elétricos do MSIP que são considerados verdadeiros *a priori*, pode-se projetar os ganhos dos controladores PI. Isso é feito com base no projeto dos parâmetros  $\xi_{PI d}$ ,  $\xi_{PI q}$ ,  $\omega_{PI d}$  e  $\omega_{PI q}$ . Os dois primeiros parâmetros representam os coeficientes de amortecimento desejados para as dinâmicas em malha fechada  $G_{CLd}(s)$  e  $G_{CLq}(s)$ , respectivamente. Já,  $\omega_{PI d}$  e  $\omega_{PI q}$  são as frequências de corte desejadas para estas dinâmicas. Assim, com base em (3.43) podem ser determinadas as equações para os ganhos dos controladores PI de corrente. Estas equações levam em conta, ainda, que  $kp_d \ll R_s$  e  $kp_q \ll R_s$ .

$$\begin{aligned} kp_d &= 2\xi_{PI d}\omega_{PI d}L_d - R_s \\ kp_q &= 2\xi_{PI q}\omega_{PI q}L_q - R_s \\ ki_d &= \omega_{PI d}L_d \\ ki_q &= \omega_{PI q}L_q \end{aligned} \quad (3.44)$$

Após a determinação dos ganhos contínuos em (3.44), os mesmos são discretizados a partir da metodologia apresentada em (OGATA, 1995):

$$\begin{aligned}
KP_d &= kp_d - ki_d T_s / 2 \\
KP_q &= kp_q - ki_q T_s / 2 \\
KI_d &= ki_d T_s \\
KI_q &= ki_q T_s
\end{aligned}
\tag{3.45}$$

onde  $KP_d$ ,  $KP_q$ ,  $KI_d$  e  $KI_q$  são os ganhos proporcionais e integrais discretos para o controle PI das correntes estatóricas do MSIP.

Ainda conforme (OGATA, 1995), a implementação discreta dos controladores PI é obtida da forma que segue:

$$\begin{aligned}
v_d(k) &= v_d(k-1) + (KP_d + KI_d)e_d(k) - KP_d e_d(k-1) \\
v_q(k) &= v_q(k-1) + (KP_q + KI_q)e_q(k) - KP_q e_q(k-1)
\end{aligned}
\tag{3.46}$$

onde  $v_d$  e  $v_q$ , conforme visto no Capítulo 2, são as tensões dos eixos direto e de quadratura e  $e_d$  e  $e_q$  são os erros e rastreamento das correntes estatóricas, os quais são definidos da forma que segue:

$$\begin{aligned}
e_d(k) &= i_{dref}(k) - i_d(k) \\
e_q(k) &= i_{qref}(k) - i_q(k)
\end{aligned}
\tag{3.47}$$

### 3.4 O Filtro de Kalman

O Filtro de Kalman é um observador eficiente quando aplicado a sistemas lineares ou não-lineares. Este é um algoritmo baseado na minimização de um erro de covariância estimado através do cálculo de um ganho ótimo, o qual é denominado  $K$  nesta dissertação. Sua aplicação é adequada quando se deseja estimar variáveis de estado de um dado sistema ou então eliminar ruídos de medida. O equacionamento do Filtro de Kalman é complexo e foge do escopo deste trabalho. Para mais detalhes sobre o mesmo, o leitor é conduzido a consultar (HEMERLY, 2000).

No esquema da Figura 16, o Filtro de Kalman foi utilizado com o propósito de se obter um sinal de velocidade extraído do sinal de posição  $\theta_r$ . Este, por sua vez, é obtido por meio de um *encoder* absoluto. Portanto, é o sinal da velocidade observada pelo filtro de Kalman,  $\omega_{rK}$ ,

e não um sinal medido de velocidade,  $\omega_r$ , que é então realimentado ao controlador de velocidade VS-RMRAC.

O Filtro de Kalman é projetado com base nos parâmetros da planta da qual se quer observar os estados, e do conhecimento do perfil dos ruídos presentes nos instrumentos medição ou intrínsecos ao sistema. Na estrutura de controle proposta, mesmo com um conhecimento impreciso dos parâmetros do sistema e do perfil dos ruídos que possam surgir, o Filtro de Kalman consegue cumprir sua função sem comprometer o desempenho do sistema de controle de velocidade – vide Seção 3.6 e Capítulo 6. Neste trabalho, o Filtro de Kalman é projetado e implementado em sua forma discreta da mesma forma que foi apresentada em (GASTALDINI, 2008), havendo apenas diferença no conteúdo das matrizes e vetores utilizados.

Para a implementação digital do Filtro de Kalman, as equações mecânicas em (2.7) são primeiramente expressas em formato matricial. Também considera-se que o torque de carga varia lentamente, de tal sorte que sua derivada é nula para fins de modelagem. Disto vem que:

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + B_p u_p(t) \\ y_p(t) &= C_p x_p(t) + D_p u_p(t) \end{aligned} \quad (3.48)$$

onde

$$\begin{aligned} x_p(t) &= \begin{bmatrix} \omega_r(t) \\ \theta_r(t) \\ \tau_l(t) \end{bmatrix}, A_p = \begin{bmatrix} \frac{-B}{J} & 0 & \frac{-1}{J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ u_p &= \tau_e(t), C_p = [0 \quad 1 \quad 0], D_p = 0 \end{aligned} \quad (3.49)$$

Discretizando (3.48) pelo método de Euler, obtém-se:

$$\begin{aligned} x_p(k+1) &= A_K x_p(k) + B_K u_p(k) \\ y_K(k) &= C_K x_K(k) + D_K u_K(k) \end{aligned} \quad (3.50)$$

onde

$$\begin{aligned}
 x_p(k) &= T_s \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ \theta_r(k) \\ \tau_l(k) \end{bmatrix}, A_K = \begin{bmatrix} \frac{-B}{J} & 0 & \frac{-1}{J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_K = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 u_p &= \tau_e(k), C_K = [0 \quad 1 \quad 0], D_K = 0
 \end{aligned} \tag{3.51}$$

De (3.49) e (3.51), nota-se que a posição mecânica do rotor é definida como a saída do sistema em espaço de estados, o qual foi definido em tempo contínuo em (3.48) e em tempo discreto em (3.50). De posse destes dados, o vetor de ganhos de Kalman  $K_K(k)$  é calculado da forma que segue:

$$K(k) = P_K(k) C_K^T (C_K P_K(k) C_K^T + R_K)^{-1} \tag{3.52}$$

onde  $P_K(k)$  é o vetor dos ganhos ótimos do Filtro de Kalman e  $R_K$  é o matriz que representa a covariância dos ruídos de medida que atua no sistema. O vetor  $P_K(k)$  é atualizado da forma que segue:

$$P_K(k+1) = A_K (P_K(k) - K_K(k) C_K P_K(k)) A_K^T + B_K Q_K B_K \tag{3.53}$$

Em (3.53),  $Q_K$  é a matriz que representa a covariância de ruídos inerentes ao processo, distúrbios exógenos desconhecidos e variações da planta. Ambas as matrizes,  $R_K$  e  $Q_K$ , são projetadas em função dos elementos que possam produzir ruídos. Por análise dimensional, verifica-se que para o caso do modelo dinâmico do MSIP, estas matrizes são na verdade escalares. Assim, o vetor de estados observados pelo Filtro de Kalman é definido pela seguinte equação:

$$x_K(k+1) = A_K x_K(k) + B_K u_p(k) + A_K K_K(k) (y(k) - C_K x_K(k)) \tag{3.54}$$

onde

$$x_K(k) = \begin{bmatrix} \omega_{rK}(k) \\ \theta_{rK}(k) \\ \tau_{IK}(k) \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Em (3.55)  $\omega_{rK}$ ,  $\theta_{rK}$  e  $\tau_{IK}$  são, respectivamente, a velocidade rotórica, a posição rotórica e o torque de carga observados pelo Filtro de Kalman.

### 3.5 A Estrutura de Controle de Velocidade Proposta

Nesta seção, os elementos apresentados nas Seções 3.2, 3.3 e 3.4 são reunidos para constituir a estrutura de controle vetorial de velocidade proposta nesta dissertação e retratada na Figura 16. Conforme pode ser visto nesta figura, o controlador de velocidade VS-RMRAC é realimentado pelo sinal de velocidade observado pelo Filtro de Kalman ( $\omega_{rK}$ ). Portanto, diferentemente do que é apresentado para (3.40), tem-se que  $\omega_C = [\omega_{rK}, \omega_{ref}]$ . Os resultados apresentados na Seção 3.6 mostram que a velocidade real  $\omega_r$  do MSIP, obtida por meio de um *encoder* absoluto, rastrea  $\omega_{rK}$ .

Nota-se também que, de acordo com a formulação apresentada em (3.36), tem-se que  $u_C = i_{qref}$ . Multiplicando-se  $i_{qref}$  pela constante de torque  $K_\tau = K_{\phi PM} = (3/2)P\phi_{PM}$ , obtém-se então um sinal de torque elétrico  $\tau_e$ . Tendo em vista a modelagem apresentada na Seção 2.2, este procedimento é válido se for considerado que os erros de rastreamento  $e_d$  e  $e_q$  são próximos a zero.

Assim,  $\tau_e$  e  $\theta_r$  são as entradas do Filtro de Kalman. O modelo de referência  $W_m(z)$  é tal qual foi definido em (3.38). A lei de adaptação paramétrica é composta pelas equações (3.21) a (3.32). O projeto do algoritmo VS-RMRAC é realizado conforme os critérios apresentados na Seção 3.2.5 e na Seção 3.2.6.

Com relação ao controle PI das correntes estatóricas, os ganhos dos controladores  $G_{PI d}(s)$  e  $G_{PI q}(s)$ ,  $kp_d$ ,  $kp_q$ ,  $ki_d$  e  $ki_q$ , são projetados com base nos critérios apresentados na Seção 3.3. Define-se aqui  $u_C = i_{qref}$  e  $i_{dref}$  é uma constante, para tornar o torque elétrico uma função linear de  $i_q$ . No caso particular deste trabalho, defini-se  $i_{dref} = 0$ . As leis de controle PI geradas são geradas na forma das tensões de linha e quadratura,  $v_d$  e  $v_q$ . Estas passam pela transformação matricial  $dq-\alpha\beta$  apresentada em (2.5). O ângulo elétrico,  $\theta_e$ , é obtido pela aplicação da equação  $P\theta_r = \theta_e$  de (2.7), onde  $\theta_r$  é medido por um *encoder* absoluto. Os sinais resultantes,  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , são então utilizados como referência para um algoritmo de modulação

PWM (*Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso) a fim de que um inversor de frequência trifásico gere as tensões de fase:  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ . Assim, as tensões  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  são injetadas no MSIP e as correntes resultantes,  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são medidas por sensores de Efeito Hall. Na Figura 16,  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  é representado como  $v_{abc}$  e  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  como  $i_{abc}$ . Estes sinais são então convertidos para  $i_d$  e  $i_q$  por meio de uma Transformação de Clarke – vide (2.5), seguida de uma Transformação de Park – vide (2.6). Assim, para  $i_d$  e  $i_q$  são realimentados aos controladores PI de corrente.

### 3.6 Resultados de Simulação

São apresentados, nesta seção, resultados de simulações referentes à estrutura de controle vetorial de velocidade proposta, a qual foi apresentada na Seção 3.5. Estes foram obtidos mediante o uso de um *software* implementado em linguagem C. Para executar este *software*, utilizou-se o ambiente de desenvolvimento Code Composer Studio. Este é um *software* de uso específico para implementação e execução de códigos em linguagem C para processamento via DSP (*Digital Signal Processor* – Processador Digital de Sinais). O DSP utilizado é um modelo TMS320F2812 da Texas Instruments<sup>®</sup>. As equações do modelo dinâmico do MSIP – vide (2.7), são discretizadas com período de discretização de  $T_s = 0,0005$  segundos para fins de simulação. Com o uso do método de Euler, estas então passam a ter o seguinte formato:

$$\begin{aligned}
 i_d(k+1) &= i_d(k) + T_s(-R_s i_d(k) + v_d(k) + PL_q \omega_r(k) i_q(k)) / L_d \\
 i_q(k+1) &= i_q(k) + T_s(-R_s i_q(k) + v_q(k) + PL_d \omega_r(k) i_d(k) - P \omega_r(k)) / L_q \\
 \omega_r(k+1) &= \omega_r(k) + T_s(-B \omega_r(k) + \tau_e(k) - \tau_l(k)) / J \\
 \theta_r(k+1) &= \theta_r(k) + T_s \omega_r(k) \\
 \tau_e(k) &= \tau_e = \frac{3}{2} ((L_d - L_q) \dot{i}_d + \varphi_{PM}) \dot{i}_q
 \end{aligned} \tag{3.56}$$

Nos resultados de simulação que seguem, é estabelecida uma referência de velocidade com uma rampa de aceleração de 11 s de 0 a 90 rad/s. A fim de demonstrar a robustez do algoritmo a incertezas paramétricas, são considerados dois conjuntos de valores para os parâmetros eletromecânicos do MSIP. O primeiro conjunto de valores representa valores considerados “verdadeiros”, os quais correspondem à dinâmica real do MSIP. O segundo conjunto corresponde a valores conhecidos pelo projetista que podem não ser precisos e,

portanto, não corresponder à realidade. Assim, a discrepância entre estes dados corresponde incerteza paramétrica que pode surgir no projeto da estrutura de controle proposta. O primeiro conjunto de valores é composto por aqueles que foram obtidos a partir dos ensaios apresentados na Seção 2.3. Estes valores são substituídos nas equações discretas em (3.56), as quais representam o comportamento dinâmico da máquina real nas simulações que seguem. O segundo conjunto de valores paramétricos diferem daqueles do primeiro conjunto em sua maioria. Estes são utilizados nas equações de projeto dos ganhos PI em (3.44), e substituídos em (3.49) e (3.51) para o projeto das matrizes do Filtro de Kalman. Estes parâmetros também são levados em consideração para o projeto do modelo de referência  $W_m(z)$  e usados como base para a determinação de  $\rho^*$  em (3.33) e (3.34). Ressalta-se que para o projeto da lei de adaptação paramétrica do algoritmo VS-RMRAC foram utilizados os critérios em (3.34) para os resultados que seguem nesta Seção. Os parâmetros do primeiro e do segundo conjunto de valores encontram-se listados na Tabela 8.

Tabela 8- Conjuntos de valores dos parâmetros do MSIP utilizados para a simulação

Parâmetros do MSIP	Conjunto de valores 1	Conjunto de valores 2
$R_s$	0,565 $\Omega$	0,447 $\Omega$
$L_d$	2,48 mH	2,48 mH
$L_q$	2,94 mH	2,94 mH
$\varphi_{PM}$	0,901 Wb	0,1023 Wb
$B$	0,004062 Nm/rad/s	0,002094 Nm/rad/s
$J$	0,00879 kgm <sup>2</sup>	0,00270 kgm <sup>2</sup>

A Tabela 9 contém os valores dos critérios de desempenho utilizados para o projeto dos controladores PI de corrente, conforme é visto na Seção 3.3:

Tabela 9- Critérios de desempenho selecionados para o projeto dos controladores PI de corrente

Critérios de desempenho	Valores
$\zeta_{PI d}$	0,92
$\zeta_{PI q}$	0,92
$\omega_{PI d}$	161,3 rad/s
$\omega_{PI q}$	161,3 rad/s

A tabela 10 traz os valores utilizados para os parâmetros de projeto da lei de controle VS-RMRAC:

Tabela 10- Parâmetros utilizados para a lei de controle VS-RMRAC

Parâmetros da lei de controle VS-RMRAC	Valores
$k_m$	0,1
$q$	0,9
$\delta$	0,0001
$\delta_0$	0,08
$\lambda$	0,97
$\gamma$	0,5
$\gamma_d$	0,0001
$\gamma_s$	0,0025

Na Tabela 10, ressalta-se que na determinação de  $\lambda$ ,  $\gamma_d$  e  $\gamma_q$ , em (3.34), o valor considerado para  $\max|\rho^*|$  é 1,856, já que  $k_p = T_s/J = 0,1852$  e  $ek_m = 0,1$  e, portanto,  $\rho^* = k_p/k_m = 1,856$ . Este valor para o ganho da planta é obtido pelo uso de parâmetros do segundo conjunto de valores, na Tabela 8. Os valores de  $k_m$  e  $q$  na Tabela 10 apresentam os parâmetros que estabelecem o modelo de referência  $W_m(z)$  escolhido. A forma matemática de  $W_m(z)$  é aquela apresentada em (3.38). As funções de transferência, discreta e contínua do modelo de referência considerado para os resultados de simulação que seguem são apresentadas em (3.57). Conforme discutido anteriormente na Seção 3.2.1, o objetivo dos controladores MRC ou MRAC é resolver o problema de tornar a dinâmica em malha fechada da planta controlada igual à dinâmica do modelo de referência. Assim, com base nos valores do segundo conjunto da Tabela 8, a função de transferência contínua da planta considerada para os resultados que seguem,  $G_{p\omega SIM}(s)$  é apresentada em (3.58). A equação (3.59) apresenta a forma contínua da dinâmica em malha fechada de  $G_{p\omega SIM}(s)$ , representada por  $G_{p\omega MF}(s)$ . A equação (3.60) apresenta a forma discreta de  $G_{p\omega SIM}(s)$ , ou seja,  $G_{p\omega SIM}(z)$ . Percebe-se de (3.57) e (3.60) que as dinâmicas funções de transferência  $W_m(z)$  e  $G_{p\omega SIM}(z)$  são semelhantes entre si. Os demais parâmetros de projeto do controlador VS-RMRAC,  $\delta$ ,  $\delta_0$  e  $\gamma$  são projetados com base nos critérios apresentados na Seção 3.2.5. Com relação ao Filtro de Kalman, matrizes de covariância para os ruídos escolhidos são  $R_K = Q_K = 0,001$ .

$$W_m(z) = \frac{k_m}{z-q} = \frac{0,1}{z-0,9} = \frac{200T_s}{z-(1-200T_s)} \Rightarrow Z^{-1}[W_m(z)] = W_m(s) = \frac{200}{s+200} \quad (3.57)$$

$$G_{p\omega_{SIM}}(s) = \frac{1/J}{s + B/J} = \frac{370,3704}{s + 0,6019} \quad (3.58)$$

$$G_{p\omega_{MF}}(s) = \frac{G_{p\omega_{SIM}}(s)}{s + G_{p\omega_{SIM}}(s)} = \frac{370,4}{s + 370,9} \quad (3.59)$$

$$G_{P\omega_{MF}}(s) = Z \left[ \frac{370,4}{s + 370,9} \right] = \frac{370,4T_s}{z - (1 - 370,9T_s)} = \frac{0.1856}{z - 0.8145} \quad (3.60)$$

As simulações realizadas para o acionamento do MSIP consideraram a operação do mesmo a vazio e com aplicação de torque de carga ( $\tau_l$ ) ao rotor, após o motor se estabelecer em regime permanente a 90 rad/s. Devido à limitação de memória dos *buffers* do DSP TMS320F2812, o *software* de simulação foi executado diversas vezes para capturar os pontos que são apresentados nas figuras a seguir. O *software* de simulação roda em *loop* infinito e, a partir do acionamento de um *flag* acionado pelo usuário, a referência de velocidade  $\omega_{ref}$  começa a crescer em uma rampa de aceleração. Tal aceleração é positiva, constante e crescente de 0 a 90 rad/s. A cada vez que o programa foi executado o *flag* foi acionado em um instante diferente. A Figura 17 mostra a resposta de  $\omega_{rm}$ ,  $\omega_r$  e  $\omega_{rK}$  à rampa e aceleração estabelecida por  $\omega_{ref}$  para a lei de controle VS-RMRAC. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,7$  s.

A Figura 18 apresenta a resposta em malha fechada das correntes  $i_d$  e  $i_q$  à mesma rampa de aceleração para o MSIP operando a vazio e suas respectivas referências  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ . Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,6$  s. Nota-se, nesta Figura, que o erro de rastreamento da corrente  $i_q$  não é nulo durante a aceleração do MSIP. Isto pode ser atribuído ao fato de que leis de controle PI não garantem erro de rastreamento nulo para sistemas de primeira ordem submetidos a uma referência em forma de rampa.

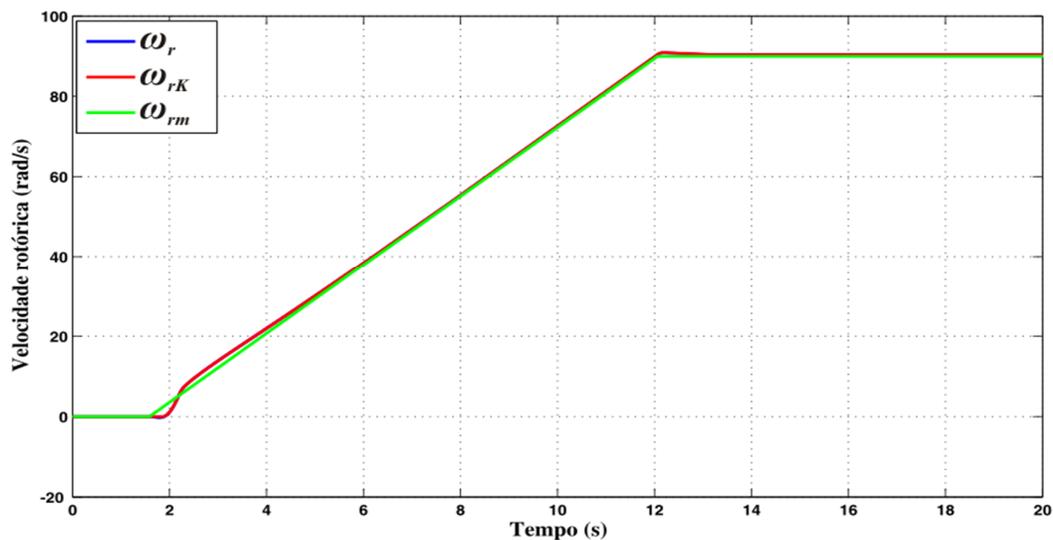


Figura 17. Resposta de velocidade em malha fechada, para o MSIP operando a vazio, de  $\omega_r$ ,  $\omega_{rK}$  e  $\omega_{rm}$

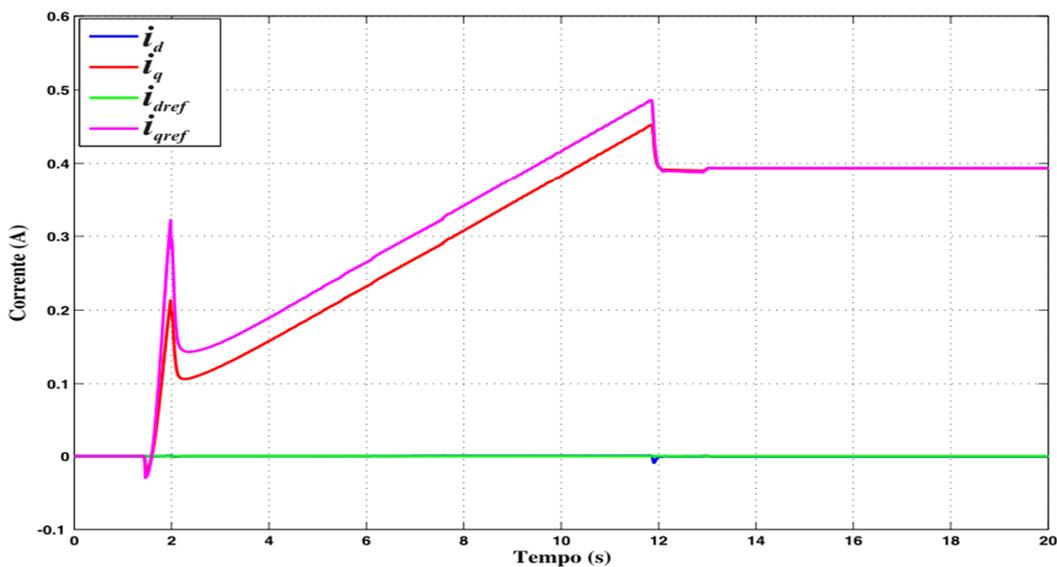


Figura 18. Resposta de  $i_d$  e  $i_q$  para o MSIP operando a vazio e suas respectivas referências,  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$

A Figura 19 apresenta o erro de rastreamento  $e_1$  da velocidade rotórica para o MSIP operando a vazio. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,7$  s.

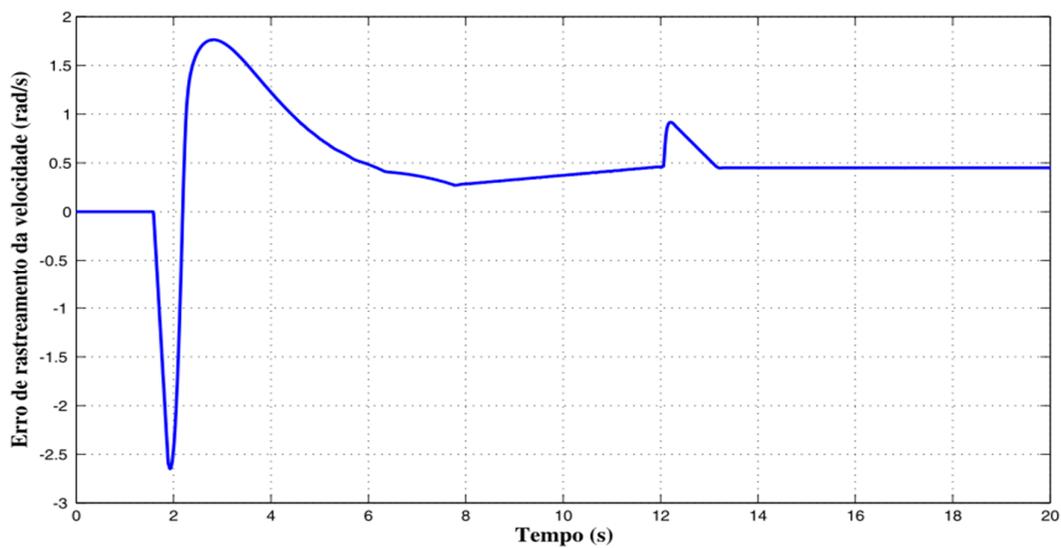


Figura 19. Erro de rastreamento  $e_1$  para o MSIP operando a vazio

A Figura 20 apresenta os erros de rastreamento das correntes estáticas,  $e_d$  e  $e_q$ , para o MSIP operando a vazio. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,6$  s.

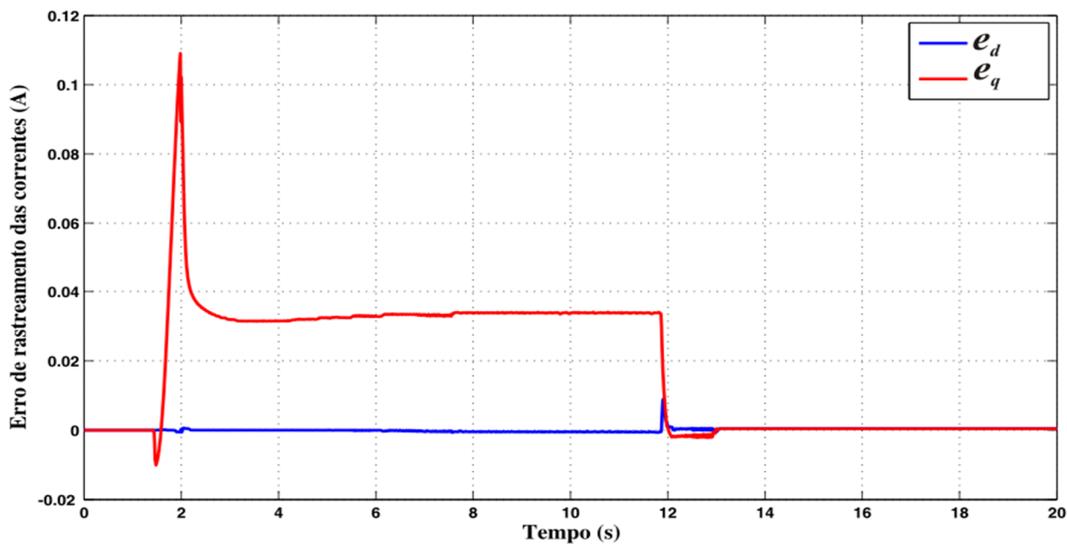


Figura 20. Erros de rastreamento  $e_d$  e  $e_q$  para o MSIP operando a vazio

A Figura 21 apresenta a evolução dos parâmetros da lei de controle VS-RMRAC para o MSIP operando a vazio. Nota-se nesta figura que todos os parâmetros foram inicializados em zero. Nesta figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,7$  s.

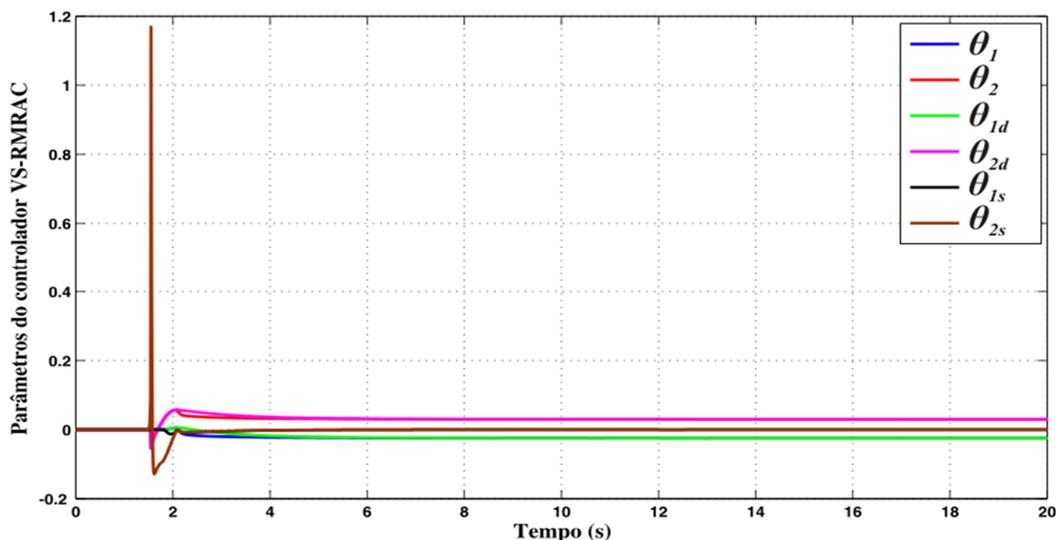


Figura 21. Evolução dos parâmetros do controlador VS-RMRAC para o MSIP operando a vazio

Observa-se pela a partir das Figuras 17 e 18 que  $\omega_r$ ,  $i_d$  e  $i_q$  rastreiam suas respectivas referências. A Figura 17 mostra que  $\omega_r$  rastreia  $\omega_{rK}$ , o que demonstra a eficiência do Filtro de Kalman na observação de  $\omega_r$ . Em relação à magnitude de velocidade e correntes envolvidas, as Figuras 19 e 20 mostram que os erros de rastreamento são pequenos. A exceção a esta afirmação encontra-se no comportamento de  $i_q$  durante a aceleração do MSIP, que apresenta visível erro de rastreamento durante este período, conforme pode ser visto na Figura 18. A Figura 21, que apresenta os parâmetros do controlador VS-RMRAC demonstram que os mesmos apresentam o comportamento esperado.  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_{1d}$  e  $\theta_{2d}$  convergem para valores fixos diferentes de zero em regime permanente enquanto  $\theta_{1s}$  e  $\theta_{2s}$  convergem a zero. Além disso, Repara-se que a convergência de  $\theta_1$  e  $\theta_2$  é mais rápida que a de  $\theta_{1d}$  e  $\theta_{2d}$ . Isso se deve ao fato de que, diferentemente de  $\theta_{1d}$  e  $\theta_{2d}$ ,  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são influenciadas pela atuação de  $\theta_{1s}$  e  $\theta_{2s}$ . Isso corrobora o fato de que a parcela VS do algoritmo VS-RMRAC acelera convergência paramétrica. De uma forma geral, pode-se também concluir que mesmo com as incertezas paramétricas representadas pela discrepância de valores na Tabela 8, o algoritmo manteve-se funcional, cumprindo seu objetivo.

Realiza-se agora a análise do comportamento da estrutura de controle proposta quando submetido à aplicação de uma carga  $\tau_l = 1$  Nm ao eixo do rotor. Da mesma forma que nos resultados de simulação apresentados até aqui, nos próximos para acionar um motor um *flag* acionado pelo usuário ativa a rampa de aceleração de 0 a 90 rad/s de  $\omega_{ref}$ . Além disso, em um instante  $t$  qualquer depois de o MSIP atingir o regime permanente de velocidade a 90 rad/s a

carga  $\tau_l = 1$  Nm é aplicada em degrau ao eixo do rotor. A Figura 22 mostra o referido degrau de carga aplicado em  $t = 10$  s. A Figura 23 mostra a resposta de  $\omega_{rm}$ ,  $\omega_r$  e  $\omega_{rK}$  à rampa e aceleração estabelecida por  $\omega_{ref}$  para a lei de controle VS-RMRAC. Nesta figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,8$  s e o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 15,7$  s.

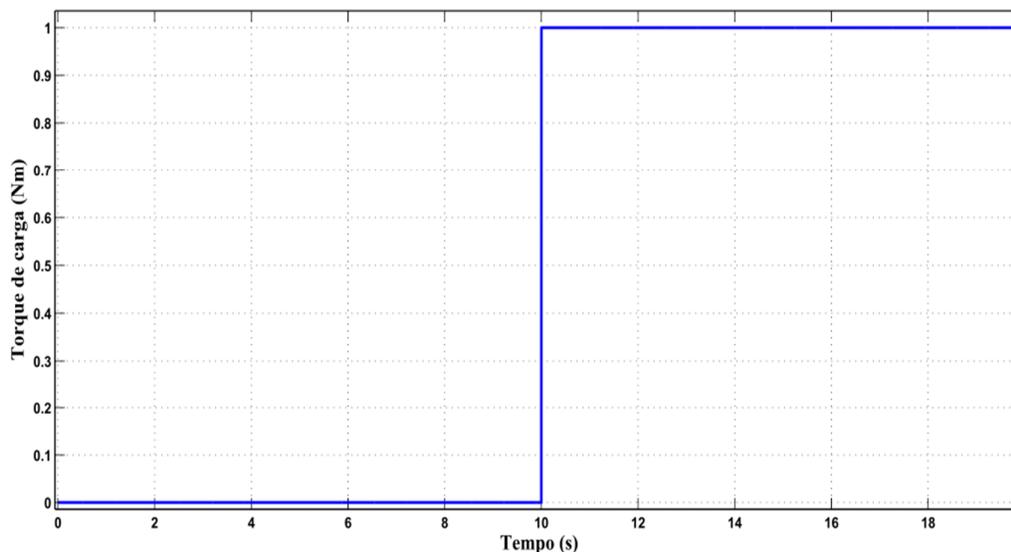


Figura 22. Degrau de torque de carga aplicado ao eixo do rotor em  $t = 10$  s

A Figura 24 apresenta o erro de rastreamento  $e_1$  da velocidade rotórica para o MSIP operando com adição de carga. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,8$  s e o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 15,7$  s.

A Figura 25 apresenta a resposta em malha fechada das correntes  $i_d$  e  $i_q$  à mesma rampa de aceleração para o MSIP operando com adição de carga e suas respectivas referências  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ . Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 5,9$  s e o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 17,7$  s.

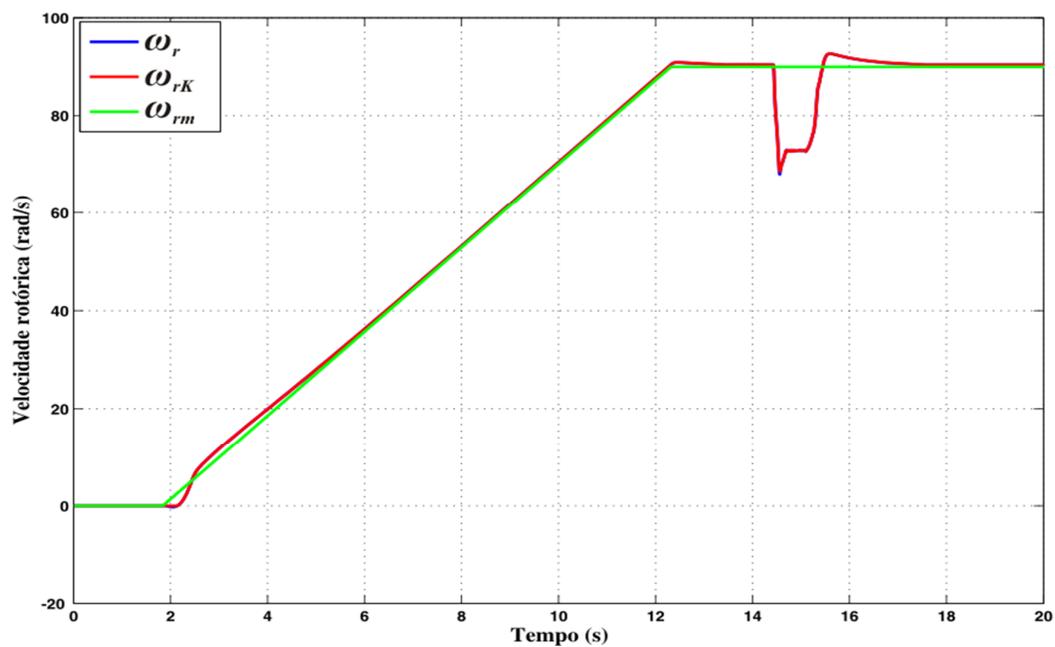


Figura 23. Resposta de velocidade em malha fechada, para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$  Nm), para  $\omega_r$ ,  $\omega_{rK}$  e  $\omega_{rm}$

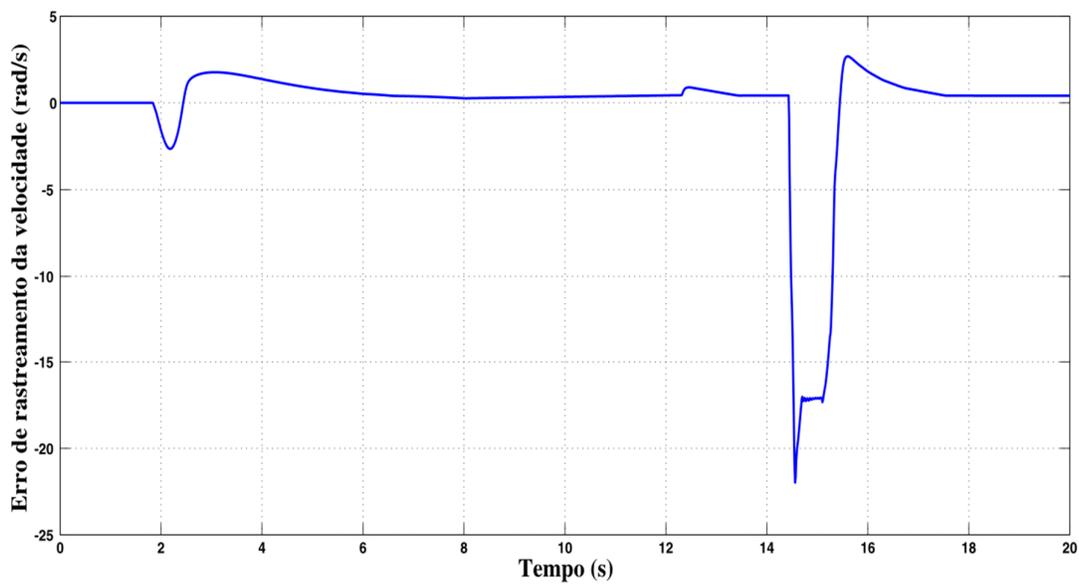


Figura 24. Erro de rastreamento  $e_1$  para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$  Nm)

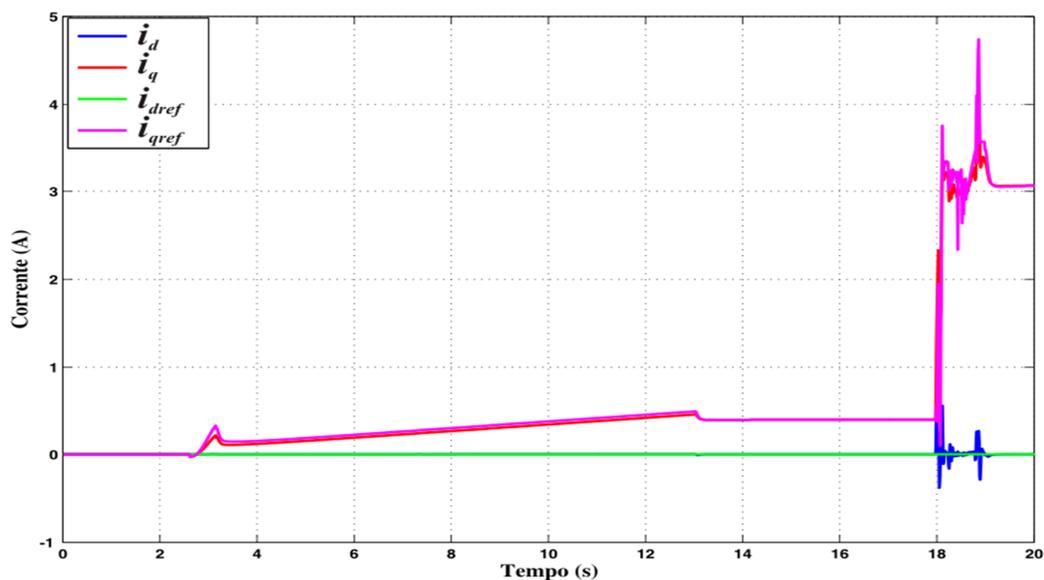


Figura 25. Resposta de  $i_d$  e  $i_q$  para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$  Nm) e suas respectivas referências,  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$

A Figura 26 apresenta os erros de rastreamento das correntes estáticas,  $e_d$  e  $e_q$ , para o MSIP com adição de carga. Nesta figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 5,8$  s e o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 15,7$  s.

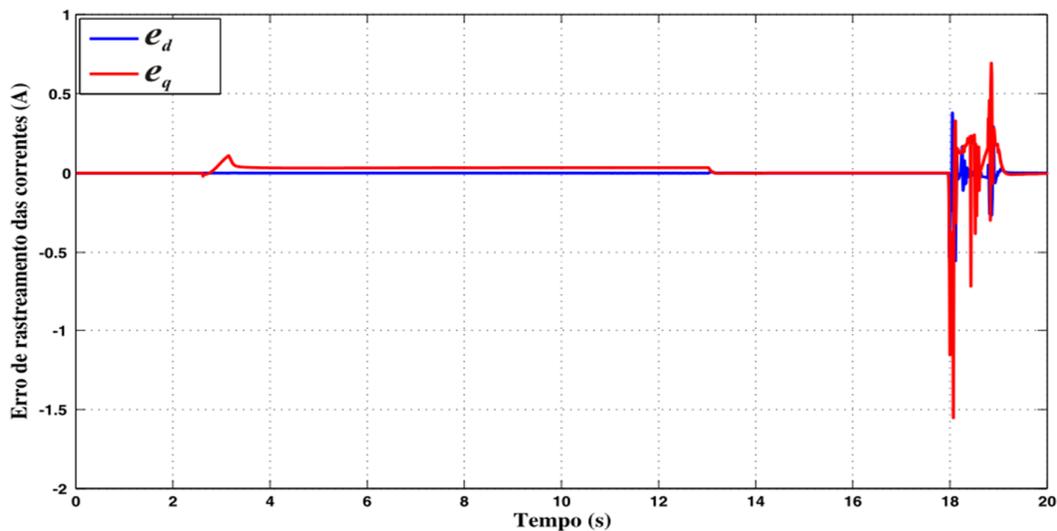


Figura 26. Erros de rastreamento  $e_d$  e  $e_q$  para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$  Nm)

A Figura 27 apresenta a evolução dos parâmetros da lei de controle VS-RMRAC para o MSIP operando a vazio. Nota-se nesta figura que todos os parâmetros foram inicializados em zero. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 2,0$  s e o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 16,4$  s.

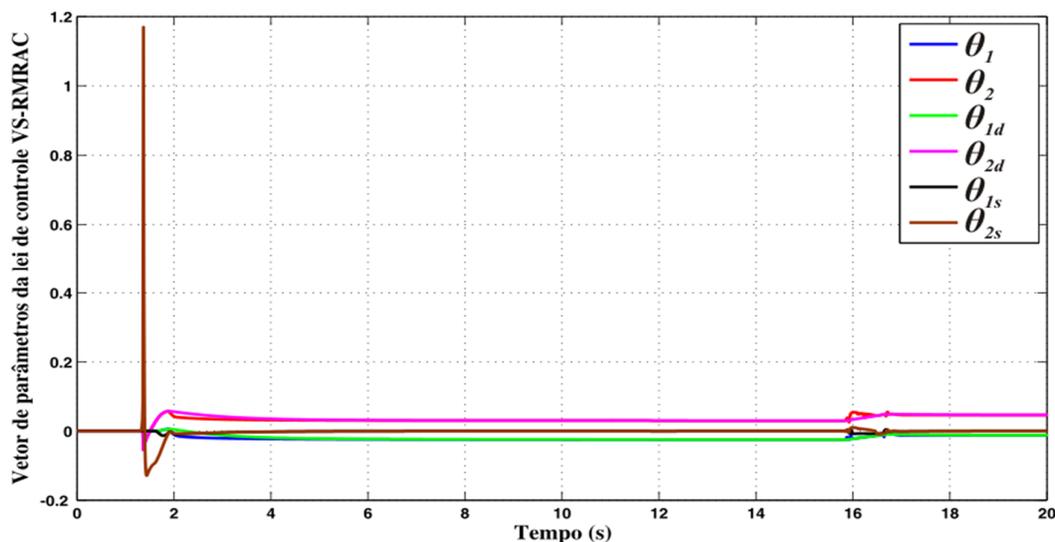


Figura 27. Evolução dos parâmetros do controlador VS-RMRAC para o MSIP operando com adição de carga ( $\tau_l = 1$  Nm)

As observações realizadas para o caso do MSIP operando a vazio também são válidas (Figuras 17 a 21) para o caso do motor operando com adição de carga (Figuras 23 a 27). Além disso, repara-se na Figura 23 que, após a adição do torque de carga, o erro de rastreamento sofre uma considerável elevação, que logo é compensada em menos de um segundo. Esse fato também é corroborado pela Figura 24. Nota-se, na Figura 25, que a corrente  $i_q$  passa de aproximadamente 0,4 A para aproximadamente 3,1 A. Isto ocorre devido ao distúrbio de carga aplicado ao MSIP, o que era esperado, já que  $i_d$  é controlado em zero e, portanto, o torque elétrico da máquina passa a ser uma relação linear de  $i_q$ .

### 3.7 Sumário do Capítulo

Neste Capítulo a estrutura de controle vetorial de velocidade do MSIP proposta nesta dissertação é apresentada e descrita. Cada um dos componentes deste algoritmo, ou seja, lei de controle VS-RMRAC, controle PI de correntes e Filtro de Kalman, é descrito e seus

critérios de projeto são apresentados. A seguir todos estes elementos são reunidos a fim de descrever a estrutura de controle proposta como um todo. Tratando especificamente da lei de controle VS-RMRAC, foi feito um estudo que introduz o leitor aos conceitos de controle adaptativo direto e indireto e de controle RMRAC. A seguir, a lei de controle VS-RMRAC em sua forma discreta é apresentada. Na seqüência, apresenta-se como a lei de controle VS-RMRAC é aplicada ao caso específico do controle de velocidade do MSIP.

Os resultados de simulação apresentados levaram em conta incertezas paramétricas e os eventuais erros de projeto da estrutura de controle devidos a estas imprecisões. A referência escolhida para posição angular do MSIP é uma rampa de aceleração de 11 segundos de 0 a 90 rad/s. São simulados os casos em que o MSIP opera a vazio e com adição de um degrau de carga de 1 Nm ao eixo do rotor. Em ambos os casos a estrutura de controla proposta mostrou-se robusta e funcional. Verifica-se isso pelos baixos valores para o erro de rastreamento ( $e_f$ ) verificados para a maior parte do tempo simulado. No caso em que foi considerada a adição de carga, observa-se que a estrutura de controle proposta compensa, por meio da elevação do nível da corrente  $i_q$ , o distúrbio de carga imposto, conforme esperado. Nota-se também que a parcela VS dos parâmetros da lei VS-RMRAC acelera o processo de adaptação destes últimos.

## ***4 CONTROLE VETORIAL VS-RMRAC DE POSIÇÃO***

### **4.1 Considerações Gerais**

Este Capítulo apresenta a descrição da estrutura de controle proposta para o servo-controle vetorial de posição do MSIP (Motor Síncrono de Ímãs Permanentes). Diferentemente da estrutura de controle proposta para o controle de velocidade, o algoritmo aqui apresentado não utiliza o Filtro de Kalman, sendo a realimentação da posição angular rotórica obtida diretamente das medidas do encoder. Outra diferença entre esta estrutura e aquela apresentada no Capítulo 3 é que, ao se controlar a posição do MSIP, o modelo da planta em malha fechada passa a ser visto como uma função de transferência de segunda ordem. Com isso, o modelo de referência adotado não é mais de primeira ordem, mas sim de segunda ordem. Estes fatos causam a necessidade de uma adequação do algoritmo VS-RMRAC à nova situação, o que é objeto de estudo no decorrer deste capítulo. Assim, será abordada a configuração adequada das equações da lei de adaptação paramétrica do algoritmo VS-RMRAC para o caso da regulação da posição rotórica, com base nos critérios de projeto apresentados no Capítulo 3. Afora estas diferenças, a estrutura de controle para o controle de posição do MSIP é bastante semelhante àquela apresentada para o controle de velocidade: uma malha interna para o controle das correntes estatóricas  $i_d$  e  $i_q$  e uma malha externa para o controle de  $\theta_r$ .

Após a descrição da estrutura de controle é apresentado um exemplo de projeto da mesma. Segue a isso a apresentação de resultados de simulação da estrutura de controle de posição. Estes resultados, diferentemente daqueles apresentados no Capítulo 3, são obtidos em ambiente Matlab. Isto se deve ao fato de que o DSPTMS320F2812, único disponível para implementação experimental, por ser um processador de ponto fixo, apresentou limitações de precisão numérica que tornaram difícil e não-confiável a implementação em DSP da estrutura de controle apresentada neste Capítulo. Assim, nesta dissertação o desempenho da estrutura

de controle VS-RMRAC de posição será discutida apenas no âmbito de simulações em ponto flutuante. São dadas sugestões de ações a serem tomadas a fim de implementar este controlador experimentalmente em trabalhos futuros nas conclusões desta dissertação.

## 4.2 A Lei de Controle VS-RMRAC Aplicada ao Controle de Posição do MSIP

Nesta Seção será abordada a forma com que o algoritmo VS-RMRAC é estruturado para o caso em que este é utilizado para regular a posição do MSIP. Em primeiro lugar, apresenta-se o modelo mecânico do MSIP e o modelo de referência adotado para o caso do controle de posição do MSIP. A seguir apresenta-se o equacionamento da lei de controle e da lei adaptação paramétrica adequada ao caso abordado neste Capítulo. As definições de notação apresentadas na Seção 3.2.2 para o Capítulo 3 também são válidas neste Capítulo. O modelo mecânico do MSIP e o modelo de referência para o caso do controle de posição são apresentados nesta Seção.

### 4.2.1 Modelo mecânico do MSIP e modelo de referência para o caso do controle de posição

Conforme visto no Capítulo 2, na função de transferência  $G_p(s)$  em (2.8), o modelo mecânico do MSIP pode ser representado por uma função de transferência de primeira ordem. Esta função de transferência está expressa tendo como entrada o torque elétrico ( $\tau_e$ ) e como saída a velocidade rotórica ( $\omega_r$ ). Se esta função de transferência for integrada no domínio da frequência (ou seja, multiplicada por  $1/s$ ), isso equivale a uma integração de  $\omega_r$ . Realizando esta operação, tem-se que:

$$G_{p\theta}(s) = \frac{G_p(s)}{s} = \frac{\omega_r / s}{\tau_e} = \frac{\theta_r}{\tau_e} = \frac{1/J}{s(s + B/J)} = \frac{1/J}{s^2 + (B/J)s} \quad (4.1)$$

Fechando-se uma malha de realimentação negativa e unitária com a função de transferência em (4.1), tem-se que:

$$G_{p\theta MF}(s) = \frac{G_{p\theta}(s)}{1 + G_{p\theta}(s)} = \frac{1/J}{s^2 + (B/J)s + 1/J} = \frac{\theta_r}{P\varphi_{PM}(i_{qref})} = \frac{\theta_r}{\tau_e} \quad (4.2)$$

Desta forma, fica estabelecido que a função de transferência em (4.2) é aquela que representa a dinâmica mecânica do MSIP para fins de controle de posição. A partir de (4.2), pode-se determinar uma equação diferencial de segunda ordem no domínio do tempo.

$$\ddot{\theta}_r(t) + (B/J)\dot{\theta}_r(t) + (1/J)\theta_r(t) - (1/J)\tau_e(t) = 0 \quad (4.3)$$

A equação em (4.2) pode ser representada por um sistema de duas equações de primeira ordem equivalente como segue:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_r(t) &= X_\theta(t) \\ \dot{X}_\theta(t) + (B/J)X_\theta(t) + (1/J)\theta_r(t) - (1/J)\tau_e(t) &= 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

Em (4.4),  $X_\theta$  é uma variável intermediária. Utilizando a técnica de discretização de Euler em (4.4), obtém-se as seguintes equações diferenças:

$$\begin{aligned} \theta_r(k+1) &= \theta_r(k) + T_s X_\theta(k) \\ X_\theta(k+1) &= X_\theta(k) - T_s ((B/J)X_\theta(k) + (1/J)\theta_r(k) - (1/J)\tau_e(k)) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Como a dinâmica da planta pode ser descrita nos formatos apresentados em (4.3), (4.4) e (4.5), seria adequado que o modelo de referência escolhido também pudesse ser formulado de forma semelhante. Assim, pode-se definir o modelo de referência para o caso do domínio contínuo como

$$W_m(s) = \frac{\omega_\theta^2}{s^2 + 2\xi_\theta\omega_\theta s + \omega_\theta^2} = \frac{\theta_{rm}}{\theta_{ref}} \quad (4.6)$$

Em (4.6),  $\xi_\theta$  é o coeficiente de amortecimento,  $\omega_\theta$  é a banda passante de  $W_m(s)$  e  $\theta_{rm}$  é a resposta do modelo de referência. Assim, pode-se afirmar que  $\xi_\theta$  e  $\omega_\theta$  são, na verdade, critérios de desempenho desejados para a planta em malha fechada, já que estes parâmetros

compõem a dinâmica do modelo de referência. O modelo de referência em (4.6) pode ser traduzido em termos de uma equação diferencial de segunda ordem, conforme segue:

$$\ddot{\theta}_{rm}(t) + (2\xi_{\theta}\omega_{\theta})\dot{\theta}_{rm}(t) + (\omega_{\theta}^2)\theta_{rm}(t) - (\omega_{\theta}^2)\theta_{ref}(t) = 0 \quad (4.7)$$

A equação (4.7), assim como (4.3), também pode ser expressa por um sistema de equações diferenciais de segunda ordem:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_{rm}(t) &= X_m(t) \\ \dot{X}_m(t) + (2\xi_{\theta}\omega_{\theta})X_m(t) + (\omega_{\theta}^2)\theta_{rm}(t) - (\omega_{\theta}^2)\theta_{ref}(t) &= 0 \end{aligned} \quad (4.8)$$

Utilizando a técnica de discretização de Euler, o sistema de equações em (4.8) pode ser expresso da forma que segue, em tempo discreto:

$$\begin{aligned} \theta_{rm}(k+1) &= \theta_r(k) + T_s X_m(k) \\ X_m(k+1) &= X_m(k) - T_s \left( (2\xi_{\theta}\omega_{\theta})X_m(k) + (\omega_{\theta}^2)\theta_{rm}(k) - (\omega_{\theta}^2)\theta_{ref}(k) \right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Desta maneira, fica definida a formulação matemática utilizada para descrever a dinâmica mecânica da planta e a dinâmica do modelo de referência.

## 4.2.2 Preparação da lei de controle para o caso do controle de posição

Os critérios de projeto para a lei de controle VS-RMRAC são discutidos no Capítulo 3. Um destes critérios, conforme explanado naquele Capítulo, é a ordem relativa da planta que determina o conjunto de equações que compõem a lei de adaptação paramétrica. Conforme visto na seção anterior, a dinâmica mecânica do MSIP para fins do controle de posição é considerada de segunda ordem. Isto se deve à integração da velocidade, que é a saída da função de transferência mecânica do MSIP,  $G_p(s)$ . Conforme visto em (4.2),  $G_{p\theta MF}(s)$  é uma função de transferência contínua de segunda ordem que representa a dinâmica mecânica do MSIP em malha fechada. Aplicando sob ela a transformada-Z, tem-se que:

$$G_{p\theta MF}(z) = Z(G_{p\theta MF}(s)G_{ZOH}(s)) = Z\left(\frac{1/J}{s^2 + (B/J)s + 1/J} \frac{1 - e^{-Ts}}{s}\right) = \frac{k_p(z + b_1)}{z^2 + a_1z + a_2} \quad (4.10)$$

Em (4.10),  $a_1$ ,  $a_2$  e  $b_1$  são coeficientes reais e constantes. Verifica-se de (4.10) e (4.11) que  $G_{p\theta}$  está na forma matemática apresentadas no Capítulo 3, na Seção 3.2.3, em (3.4). Ainda pode-se concluir que (4.10) respeita as hipóteses  $H1$ ,  $H2$ ,  $H3$ ,  $H4$ ,  $H5$ ,  $H6$  e  $H7$  apresentadas naquela seção para a definição do modelo de referência e do modelo da planta. Assim, com base em  $H2$ , conclui-se que (4.10) é uma função de transferência discreta que apresenta  $n_0 = 2$ ,  $m_0 = 1$  e, portanto,  $n^* = 2 - 1 = 1$ . Sendo o grau do denominador de (4.10)  $n_0 = 2$ , de (3.7) tem-se que:

$$\theta_C = [\theta_1^T \quad \theta_2^T \quad \theta_{2n_0-1} \quad \theta_{2n_0}]^T \in \mathfrak{R}^{2n_0} \Rightarrow \theta_C = [\theta_1^T \quad \theta_2^T \quad \theta_3 \quad \theta_4]^T \in \mathfrak{R}^4 \quad (4.11)$$

Ainda de (3.7), tem-se que, considerando-se  $y = \theta_r$  e  $y = \theta_{ref}$ :

$$\omega_C = [\omega_1^T \quad \omega_2^T \quad y \quad r]^T \in \mathfrak{R}^{2n_0} \Rightarrow \omega_C = [\omega_1^T \quad \omega_2^T \quad \theta_r \quad \theta_{ref}]^T \in \mathfrak{R}^4 \quad (4.12)$$

De (4.11) e (4.12) é possível notar que para o controle de posição do MSIP, o vetor de parâmetros da lei de controle,  $\theta_C$ , apresenta mais elementos do que no caso do controle de velocidade. Além disso, de (4.12), verifica-se que o aumento da ordem do modelo da planta também causa o surgimento dos sinais filtrados  $\omega_1^T$  e  $\omega_2^T$ , que não foram necessários para o caso apresentado no Capítulo 3. Recapitulam-se, na seqüência, as equações discretas apresentadas em (3.8), que são utilizadas para a obtenção dos sinais  $\omega_1^T$  e  $\omega_2^T$ :

$$\omega_1(k) = \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)}[u](k), \quad \omega_2(k) = \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)}[y](k) \quad (4.13)$$

Considerando o caso deste Capítulo, em que  $n_0 = 2$ , tem-se que, para o caso apresentado neste Capítulo  $\Lambda(z)$  e  $\alpha(z)$  são dados pelas equações que seguem, a partir de (3.9):

$$\alpha(z) = 1, \quad \Lambda(z) = z + \lambda_0 \quad (4.14)$$

Assim, conclui-se que os filtros discretos em (4.13) são de primeira ordem. Recapitula-se na seqüência a realização em espaço de estados de (4.13), a qual é também apresentada em (3.10):

$$\begin{aligned}\omega_1(k+1) &= F\omega_1(k) + qu(k), \omega_1(0) = 0 \\ \omega_2(k+1) &= F\omega_2(k) + qy(k), \omega_2(0) = 0\end{aligned}\quad (4.15)$$

Conforme é visto em (3.10), em (4.15),  $(F, q)$  é um par estável. Pelo fato de os filtros em (4.13) serem de primeira ordem, resulta que  $F$  e  $q$  são ambos escalares para o caso do controle de posição. Considerando que  $u = u_C = i_{qref}$  e que  $y = \theta_{ref}$ , reescreve-se (4.15) da forma que segue:

$$\begin{aligned}\omega_1(k+1) &= F\omega_1(k) + qi_{qref}(k), \omega_1(0) = 0 \\ \omega_2(k+1) &= F\omega_2(k) + q\theta_{ref}(k), \omega_2(0) = 0\end{aligned}\quad (4.16)$$

De posse do vetor de parâmetros do controlador  $\theta_C$  em (4.11) e do vetor  $\omega_C$ , a lei de controle VS-RMRAC pode ser definida da forma que segue para o caso do controle de posição:

$$u_C(k) = \theta_C^T(k)\omega_C(k) = \theta_1(k)\omega_1(k) + \theta_2(k)\omega_2(k) + \theta_3(k)\theta_r(k) + \theta_3(k)\theta_{ref}(k) \quad (4.17)$$

### 4.2.3 Preparação da lei de adaptação paramétrica para o caso do controle de posição

A lei de adaptação paramétrica que atualiza o vetor  $\theta_C$  também sofre algumas alterações para adequá-la ao caso do controle de posição. Nesta Seção serão apresentadas as equações implementadas digitalmente à luz das condições específicas que se apresentam para o caso do controle de posição do MSIP. Assim, muitas equações utilizadas nas leis de adaptação paramétricas introduzidas no Capítulo 3 são aqui apresentadas novamente. Outras equações são modificadas a fim de satisfazer as condições específicas do caso do controle VS-RMRAC de posição. A primeira equação a ser considerada na lei de adaptação

paramétrica é o erro de rastreamento entre a resposta do modelo de referência e a resposta da planta:

$$e_1(k) = \theta_r - \theta_{rm} \quad (4.18)$$

Conforme apresentado em (3.21), a partir do erro de rastreamento  $e_1$  pode-se calcular o erro aumentado  $e_a$ . Contudo, para isto é necessário inicialmente o cálculo do sinal de erro aumentado, conforme apresentado em (3.22):

$$e_2(k) = -W_m(z) [\theta_C^T \omega_C](k) + \theta_C^T(k-1) \zeta(k), \quad \zeta(k) = W_m(z) [\omega_C](k) \quad (4.19)$$

Para a equação (4.19) realizam-se as seguinte definição:

$$\Phi_{\theta\omega} = W_m(z) [\theta_C^T \omega_C](k) \quad (4.20)$$

É possível passar (4.20) para a mesma forma matemática apresentada em (4.5) e (4.9), uma vez que (4.20) é na verdade um sinal filtrado da lei de controle  $u_C(k)$  pelo modelo de referência. Com isso, tem-se que:

$$\begin{aligned} \Phi_{\theta\omega}(k+1) &= \Phi_{\theta\omega}(k) + T_s X_{\theta\omega}(k) \\ X_{\theta\omega}(k+1) &= X_{\theta\omega}(k+1) - T_s \left( (2\xi_\theta \omega_\theta) X_{\theta\omega}(k) + (\omega_\theta^2) \Phi_{\theta\omega}(k) - (\omega_\theta^2) u_C(k) \right) \end{aligned} \quad (4.21)$$

Em (4.21),  $X_{\theta\omega}$  é uma variável auxiliar intermediária. Da mesma forma que em (4.21),  $\zeta(k)$  pode ser colocado na forma matemática apresentada em (4.5) e (4.9). É conveniente, contudo, recordar que  $\zeta(k)$  para o caso em questão é um vetor definido da forma que segue:

$$\zeta(k) = W_m(z) [\omega_1^T(k) \quad \omega_2^T(k) \quad \theta_r(k) \quad \theta_{ref}(k)] = [\zeta_1(k) \quad \zeta_2(k) \quad \zeta_3(k) \quad \zeta_4(k)] \quad (4.22)$$

Assim, pode-se definir como apresentado na seqüência:

$$\begin{aligned} \zeta_i(k+1) &= \zeta_i(k) + T_s X_\zeta(k) \\ X_\zeta(k+1) &= X_\zeta(k+1) - T_s \left( (2\xi_\theta \omega_\theta) X_\zeta(k) + (\omega_\theta^2) \zeta_i(k) - (\omega_\theta^2) \omega_i(k) \right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

Em (4.23),  $X_{\zeta}$  é uma variável auxiliar intermediária,  $i = 1, 2, 3, 4$  e  $\omega_i(k)$  é definido da forma que segue:

$$\omega(k) = W_m(z) \begin{bmatrix} \omega_1^T(k) & \omega_2^T(k) & \theta_r(k) & \theta_{ref}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_1(k) & \omega_2(k) & \omega_3(k) & \omega_4(k) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Da mesma forma que em (3.21), o erro aumentado é dado pela seguinte equação:

$$e_a(k) = e_1(k) + \rho(k)e_2(k) \quad (4.25)$$

As demais equações da lei de adaptação paramétrica mantêm o mesmo formato matemático das equações apresentadas em (3.28), (3.29), (3.30), (3.31), (3.32), conforme apresentado na seqüência:

$$\theta_{id}(k) = \theta_{id}(k-1) + \text{sgn}(\rho^*) \frac{\gamma_d e_a(k) \zeta_i(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (4.26)$$

$$\theta_{is}(k) = \lambda \theta_{is}(k-1) + \text{sgn}(\rho^*) \frac{\gamma_s e_a(k) \zeta_i(k) e_a(k-1) \zeta_i(k-1)}{\bar{m}^2(k) (|e_a(k-1) \zeta_i(k-1)| + \delta)} \quad (4.27)$$

$$\rho(k+1) = \rho(k) - \frac{\gamma e_a(k) e_2(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (4.28)$$

$$\bar{m}^2(k) = m^2(k) + \zeta^T(k) \zeta(k) + e_2^2(k) \quad (4.29)$$

$$m^2(k+1) = \delta_0 (m^2(k) - 1) + |u_c(k)|^2 + |y(k)|^2 + 1, m(0) = 1 \quad (4.30)$$

Algumas ressalvas devem ser feitas para as equações (4.26), (4.27), (4.28), (4.29), (4.30). Primeiramente, tem-se que em (4.26) e (4.27) o índice  $i$  é dado por  $i = 1, 2, 3, 4$  ao contrário do que ocorre em (3.28) e (3.29) (nestas equações  $i = 1, 2$ ). Também ressalta-se que em (4.30),  $y(k) = \theta_r$ .

De posse dos parâmetros  $\theta_{id}(k)$  e  $\theta_{is}(k)$  obtidos por meio da execução dos algoritmos de adaptação paramétrica, torna-se possível atualizar o vetor de parâmetros da lei de controle, conforme é visto em (3.25):

$$\theta_i(k) = \theta_{id} + \lambda \theta_{is} \frac{e_a \zeta_i}{|e_a \zeta_i| + \delta}, \quad i = 1, \dots, 2n_0 \quad (4.31)$$

Como  $n_0 = 2$ , em (4.31) tem-se que  $i = 1, 2, 3, 4$ . Tem-se ainda que os critérios de projeto apresentados em (3.33) e (3.34) para o caso do controle de posição continuam válidos. Além disso, da mesma forma que em (3.29) e (3.32), tem-se que  $\delta < 1$  em (4.27) e em (4.30) tem-se que  $0 < \delta_0 \ll 1$ . Além disso as condições de projeto apresentadas em (3.33) e (3.34) continuam válidas. Pode-se escolher entre utilizar as condições em (3.33) ou (3.34), conforme explicado no Capítulo 3. Estas condições são recapituladas na seqüência:

$$\begin{aligned} 0 < \lambda < 1 \\ 0 < \gamma < 1 \\ 1 - \frac{k_{p0}}{k_m} (\gamma_d + \gamma_s) - \gamma > 0 \end{aligned} \quad (4.32)$$

$$\begin{aligned} 0 < \lambda < 1 \\ 0 < \gamma < 1 \\ \gamma_d + \gamma_s / \lambda > 1 / \max |\rho^*| \end{aligned} \quad (4.33)$$

Com tudo o que foi discutido até aqui, nota-se que, apesar de a estrutura do controlador VS-RMRAC permanecer a mesma que foi apresentada no Capítulo 3, a aplicação desta lei de controle ao controle de posição do MSIP traz importantes conseqüências ao algoritmo como um todo:

- O número de equações da lei de adaptação paramétrica aumenta;
- O controlador agora conta com o dobro de parâmetros para atualizar, quando comparado ao caso do Capítulo 3;
- Torna-se necessário o uso dos filtros digitais definidos em (4.13) e (4.15);
- Tanto o modelo de referência quanto a dinâmica da planta em malha fechada passam a ser vistas como dinâmicas de segunda ordem, conforme visto em (4.2) e (4.6).

### 4.3 A Estrutura de Controle de Posição Proposta

Nesta Seção, o algoritmo de controle de posição VS-RMRAC é combinado com os controladores PI de corrente apresentados na Seção 3.3. Um esquema gráfico desta estrutura é apresentado na Figura 28.

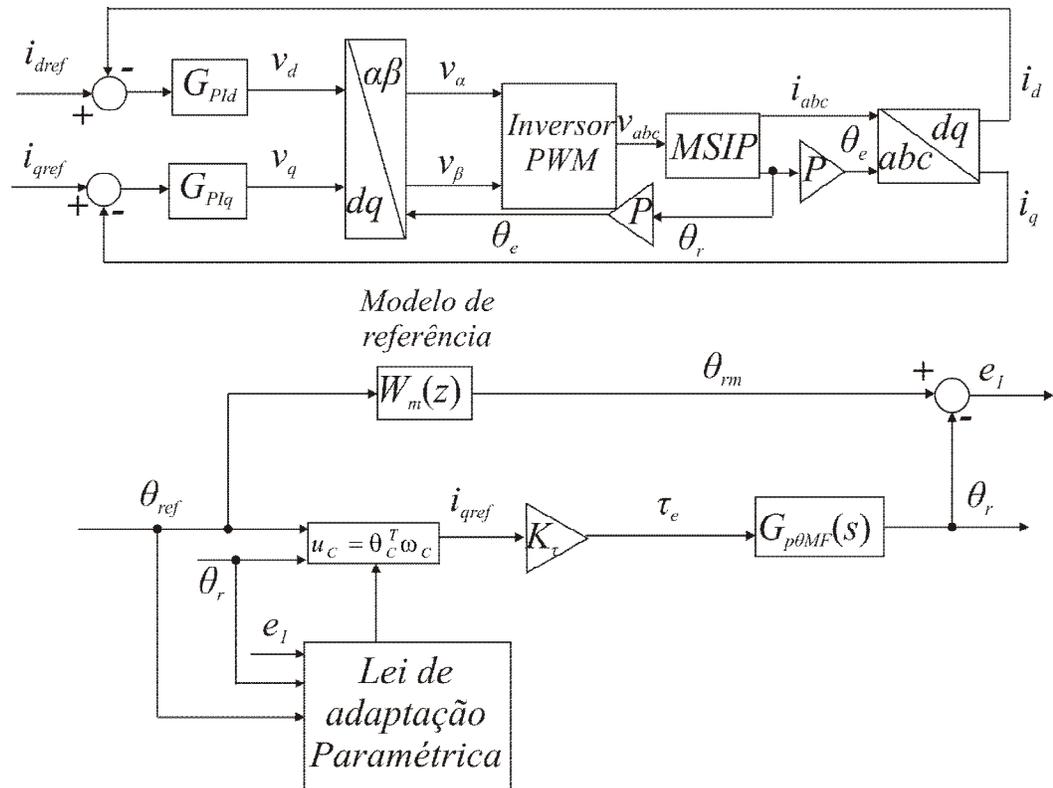


Figura 28. Estrutura de controle vetorial de posição proposta

Conforme pode ser visto nesta figura, a lei de controle de posição VS-RMRAC é realimentado pelo sinal de posição  $\theta_r$ . Caso este controlador fosse implementado experimentalmente, a posição seria adquirida por meio de um *encoder* absoluto. A mesma lei de controle também é realimentada pelo sinal de referência  $\theta_{ref}$  determinado pelo projetista e pelos sinais filtrados  $\omega_1$  e  $\omega_2$  – vide equações em (4.16). Os resultados apresentados na Seção 4.4 mostram que a posição mecânica do MSIP ( $\theta_r$ ) rastreia com sucesso a resposta do modelo de referência ( $\theta_{rm}$ )

Nota-se também que, de acordo com a formulação apresentada em (3.36), tem-se que  $u_c = i_{qref}$ . Multiplicando-se  $i_{qref}$  pela constante de torque  $K_\tau = K_{\phi PM} = (3/2)P\phi_{PM}$  obtém-se então um sinal de torque elétrico,  $\tau_e$ . Tendo em vista a modelagem apresentada na Seção 2.2,

este procedimento é válido se for considerado que os erros de rastreamento  $e_d$  e  $e_q$  são próximos a zero.

O modelo de referência  $W_m(z)$  é tal qual foi definido em (4.9). A lei de adaptação paramétrica é composta pelas equações (4.18) a (4.31). O projeto do algoritmo VS-RMRAC é ainda realizado conforme os critérios apresentados na Seção 3.2.5 e na Seção 3.2.6, apesar das alterações realizadas neste Capítulo.

Com relação ao controle PI das correntes estatóricas, os ganhos dos controladores  $G_{PI_d}(s)$  e  $G_{PI_q}(s)$ ,  $kp_d$ ,  $kp_q$ ,  $ki_d$  e  $ki_q$ , são projetados com base nos critérios apresentados na Seção 3.3. Define-se  $u_C = i_{qref}$  e  $i_{dref} = 0$ , para tornar o torque elétrico uma função linear de  $i_q$ . As leis de controle PI geradas são geradas na forma das tensões de linha e quadratura,  $v_d$  e  $v_q$ . Estas passam pela transformação matricial  $dq-\alpha\beta$  apresentada em (2.5). O ângulo elétrico,  $\theta_e$ , é obtido pela aplicação da equação  $P\theta_r = \theta_e$ , de (2.7), onde  $\theta_r$  é medido por um *encoder* absoluto. Os sinais resultantes,  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , são, então, utilizados como referência de comando para um algoritmo de modulação PWM (*Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso) a fim de que um inversor de frequência trifásico gere as tensões de fase:  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ . Mais informações a respeito do algoritmo de modulação utilizado são encontradas em (PINHEIRO et al, 2005) e (PINHEIRO et al, 2002). Assim, as tensões  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  são injetadas no MSIP e as correntes resultantes,  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são medidas por sensores de Efeito Hall. Na Figura 28,  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  é representado como  $v_{abc}$  e  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  como  $i_{abc}$ . Estes sinais são então convertidos para  $i_d$  e  $i_q$  por meio de uma Transformação de Clarke – vide (2.5), seguida de uma Transformação de Park – vide (2.6). Assim, para  $i_d$  e  $i_q$  são realimentados aos controladores PI de corrente.

## 4.4 Resultados de Simulação

São apresentados, nesta Seção, resultados de simulações referentes à estrutura de controle vetorial de velocidade proposta, a qual foi apresentada na Seção 4.3. Diferentemente do caso apresentado no Capítulo 3, estes resultados não foram obtidos mediante o uso de um software implementado em linguagem C. Em lugar disso, estes resultados foram obtidos por meio do uso do software Matlab R2008a<sup>®</sup> em ponto flutuante. Esta diferença com relação ao caso apresentado no Capítulo 3 se deve ao fato de que apesar das tentativas, não foi possível implementar em DSP o algoritmo para o controle de posição. Não foi achada uma causa

específica para isso. Entretanto, especula-se que a causa mais provável para tal seja a existência, em algum ponto do código, de alguma variável que assuma valores com precisão menor do que a especificada para esta aplicação no DSP TMS320F2812 da Texas Instruments<sup>®</sup>. Considera-se isto plausível pois este é um processador de ponto fixo e a estrutura de controle de posição é mais complexa do que a do algoritmo para regulação de velocidade, o que favorece este tipo de ocorrência. Outra evidência é que o algoritmo foi simulado em ambiente Matlab em ponto flutuante, não apresentando maiores problemas. Sugestões para a solução de possíveis caminhos para a solução deste problema são dados na conclusão desta dissertação.

Para a obtenção dos resultados de simulação na seqüência, as equações do modelo dinâmico do MSIP – vide (2.7), são discretizadas com período de discretização de  $T_s = 0,0005$  s. Com o uso do método de Euler, estas então passam a ter o formato apresentado em (3.56). Estas equações são recapituladas a seguir:

$$\begin{aligned}
 i_d(k+1) &= i_d(k) + T_s (-R_s i_d(k) + v_d(k) + PL_q \omega_r(k) i_q(k)) / L_d \\
 i_q(k+1) &= i_q(k) + T_s (-R_s i_q(k) + v_q(k) + PL_d \omega_r(k) i_d(k) - P \omega_r(k)) / L_q \\
 \omega_r(k+1) &= \omega_r(k) + T_s (-B \omega_r(k) + \tau_e(k) - \tau_i(k)) / J \\
 \theta_r(k+1) &= \theta_r(k) + T_s \omega_r(k) \\
 \tau_e(k) = \tau_e &= \frac{3}{2} ((L_d - L_q) \dot{i}_d + \varphi_{PM}) \dot{i}_q
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

A fim de demonstrar a robustez do algoritmo a incertezas paramétricas, são considerados dois conjuntos de valores para os parâmetros eletromecânicos do MSIP, da mesma forma que no Capítulo 3. O primeiro conjunto de valores representa valores considerados “verdadeiros”, os quais correspondem à dinâmica real do MSIP. O segundo conjunto corresponde a valores conhecidos pelo projetista que podem não ser precisos e, portanto, não corresponder à realidade. Assim, a discrepância entre estes dados corresponde incerteza paramétrica que pode surgir no projeto da estrutura de controle proposta. O primeiro conjunto de valores é composto por aqueles que foram obtidos a partir dos ensaios apresentados na Seção 2.3. Estes valores são substituídos nas equações discretas em (4.34), as quais representam o comportamento dinâmico da máquina real nas simulações que seguem. O segundo conjunto de valores paramétricos difere daqueles do primeiro conjunto em sua maioria. Estes são utilizados nas equações de projeto dos ganhos PI, apresentados em (3.44). Estes parâmetros também são levados em consideração para o projeto do modelo de

referência  $W_m(z)$  e usados como base para a determinação de  $\rho^*$ , conforme é visto em (3.33), (3.34), (4.32) e (4.33). Ressalta-se que para o projeto da lei de adaptação paramétrica do algoritmo VS-RMRAC foram utilizados os critérios em (4.33) para os resultados que seguem nesta Seção. Os parâmetros do primeiro e do segundo conjunto de valores encontram-se listados na Tabela 11.

Tabela 11- Conjuntos de valores dos parâmetros do MSIP utilizados para a simulação

Parâmetros do MSIP	Conjunto de valores 1	Conjunto de valores 2
$R_s$	0,565 $\Omega$	0,447 $\Omega$
$L_d$	2,48 mH	2,48 mH
$L_q$	2,94 mH	2,94 mH
$\varphi_{PM}$	0,901 Wb	0,1023 Wb
$B$	0,004062 Nm/rad/s	0,002094Nm/rad/s
$J$	0,00879 kgm <sup>2</sup>	0,00270 kgm <sup>2</sup>

A Tabela 12 contém os valores dos critérios de desempenho utilizados para o projeto dos controladores PI de corrente, conforme é visto na Seção 3.3:

Tabela 12- Critérios de desempenho selecionados para o projeto dos controladores PI de corrente

Critérios de desempenho	Valores
$\zeta_{PI d}$	0,92
$\zeta_{PI q}$	0,92
$\omega_{PI d}$	161,3 rad/s
$\omega_{PI q}$	161,3 rad/s

A Tabela 13 traz os valores utilizados para os parâmetros de projeto da lei de controle VS-RMRAC:

Tabela 13- Parâmetros utilizados para a lei de controle VS-RMRAC

Parâmetros da lei de controle VS-RMRAC	Valores
$k_m$	2366,86
$\zeta_\theta$	0,95
$\omega_\theta$	18,4391
$\delta$	0,0001
$\delta_\theta$	0,08
$\lambda$	0,95
$\gamma$	0,5
$\gamma_d$	0,02
$\gamma_s$	0,03

Para justificar os valores de  $\lambda$ ,  $\gamma_d$ ,  $\gamma_q$ ,  $k_m$ ,  $\zeta_\theta$  e  $\omega_\theta$  na Tabela 13, faz-se necessário observar, na seqüência, em (4.35), (4.36), (4.37) e (4.38) o modelo  $G_{p\theta MF}(z)$  considerado para a planta e o modelo de referência  $W_m(z)$  adotado. Afirma-se isso porque  $\lambda$ ,  $\gamma_d$ ,  $\gamma_q$  são definidos com base nos critérios em (4.33), que são dependentes de  $W_m(s)$  e  $G_{p\theta MF}(s)$ , e porque  $k_m$ ,  $\zeta_\theta$  e  $\omega_\theta$  definem o modelo de referência. Ressalta-se que os valores para a determinação de  $G_{p\theta MF}(z)$  são aqueles do segundo conjunto de valores apresentados na Tabela 11. Assim, este modelo não corresponde necessariamente à realidade, mas sim àquilo que é concebido pelo projetista.

$$W_m(s) = \frac{\omega_\theta^2}{s^2 + 2\xi_\theta \omega_\theta s + \omega_\theta^2} = \frac{(18,4391)^2}{s^2 + 2(0,95)(18,4391)s + (18,4391)^2} \quad (4.35)$$

$$W_m(s) = \frac{\omega_\theta^2}{s^2 + 2\xi_\theta \omega_\theta s + \omega_\theta^2} = \frac{340}{s^2 + 35s + 340} \quad (4.36)$$

$$W_m(s) = \frac{340}{s^2 + 35s + 340} \Rightarrow W_m(z) = Z[W_m(s)] = \frac{2366,86(z - 0,9943)}{z^2 - 1,983z + 0,9827} \quad (4.37)$$

$$G_{p\theta MF}(s) = \frac{1/J}{s^2 + (B/J)s + 1/J} = \frac{370,1}{s^2 + (0,6019)s + 370,1} \quad (4.38)$$

$$G_{p\theta MF}(s) = \frac{370,1}{s^2 + (0,6019)s + 370,1} \Rightarrow G_{p\theta MF}(z) = Z[G_{p\theta MF}(s)] = \frac{2162,16(z - 1)}{z^2 - 2z + 0,9997} \quad (4.39)$$

De (4.37) e (4.39), observa-se que  $k_p = 2366,86$  e  $k_m = 2162,16$ . Assim, o valor considerado para  $\max|\rho^*|$  é 1,095, já que  $\rho^* = k_p/k_m = 1,095$ . Este valor para o ganho da planta é obtido pelo uso de parâmetros do segundo conjunto de valores, na Tabela 11. A forma matemática de  $W_m(z)$  é aquela apresentada para  $G_{p\theta MF}(z)$  em (4.10). As funções de transferência, discreta e contínua do modelo de referência considerado para os resultados de simulação que seguem são apresentadas em (4.35), (4.36) e (4.37). Conforme discutido na Seção 3.2.1, o objetivo de quaisquer controladores MRC ou MRAC é resolver o problema de tornar a dinâmica em malha fechada da planta controlada igual à dinâmica do modelo de referência. Assim, com base nos valores do segundo conjunto da Tabela 11, a função de transferência contínua da planta considerada para os resultados que seguem,  $G_{p\theta MF}(s)$  é apresentada em (4.38). A equação (4.39) apresenta a forma discreta da dinâmica em malha fechada de planta, representada por  $G_{p\theta MF}(z)$ . Percebe-se da comparação entre (4.36) e (4.38) que as dinâmicas funções de transferência  $W_m(s)$  e  $G_{p\theta MF}(s)$  são apresentadas uma discrepância entre si em termos do fator de amortecimento. Sabe-se que o fator de amortecimento

escolhido para  $W_m(s)$  é  $\zeta_\theta = 0,95$ . É possível também definir um valor de coeficiente de amortecimento  $\zeta_{\theta_p}$  para a planta, conforme se observa na seqüência, em (4.40). Como  $\zeta_{\theta_p} = 0,0156$ , verifica-se que a planta é bem menos amortecida do que a dinâmica desejada pelo MSIP. Entretanto, os resultados de simulação que seguem mostram que o MSIP consegue rastrear  $\theta_{rm}$  para uma referência de posição  $\theta_{ref}$  em rampa. Os demais parâmetros de projeto do controlador VS-RMRAC,  $\delta$ ,  $\delta_0$  e  $\gamma$  são projetados com base nos critérios apresentados na Seção 3.2.5 do Capítulo 3.

$$2\xi_{\theta_p} \omega_{\theta_p} = 0,6019 \Rightarrow 2\xi_{\theta_p} (\sqrt{370,1}) = 0,6019 \Rightarrow \xi_{\theta_p} = \frac{0,6019}{2(\sqrt{370,1})} = 0,0156 \quad (4.40)$$

Diferentemente dos resultados de simulação apresentados no Capítulo 3, os resultados que seguem demonstram que a estrutura apresentada na Seção 4.3 não apresenta bom desempenho no rastreamento de uma referência em forma de rampa se os parâmetros  $\theta_C$  do controlador forem inicializados em zero. Assim, um procedimento inicial para descobrir os valores para  $\theta_C(0)$  adequados para a aplicação de uma referência  $\theta_{ref}$  em rampa é apresentado. Para isso, os elementos do vetor  $\theta_C$  são inicializados em zero a fim de aplicar um sinal de posição senoidal (o qual é persistentemente excitante). Dessa maneira, ao término da simulação  $\theta_C$  converge para um dado conjunto final de valores que é definido como  $\theta_C(0)$  numa simulação posterior. Repetindo este procedimento continuamente, chega-se a um conjunto de valores  $\theta_C(0)$  adequados para que a estrutura de controle proposta siga referências  $\theta_{ref}$  em forma de rampa, comumente utilizadas na indústria. A senóide estabelecida como referência de posição para esse fim tem frequência de 1 Hz com amplitude que varia de 0,5 a 1,5 rad. Após este procedimento, aplica-se uma referência em rampa para que a posição angular do MSIP varie de  $\theta_r(0) = 1$  rad a  $\theta_r = 2$  rad num intervalo de 2,5s. Os resultados são apresentados com operação do MSIP a vazio e com imposição de carga após o rotor do MSIP se estabilizar em 2 rad. A simulação leva em conta que o valor inicial da posição rotórica,  $\theta_r(0)$ , é conhecida por meio de medição do encoder absoluto. A Figura 29 apresenta o resultado obtido para  $\theta_r$  e  $\theta_{rm}$  no caso da aplicação da referência  $\theta_{ref}$  senoidal com  $\theta_C(0) = 0$ . O tempo total simulado para este caso foi de 20 s. A Figura 30 traz a evolução dos parâmetros  $\theta_{id}$  do controlador para o caso retratado na Figura 29.

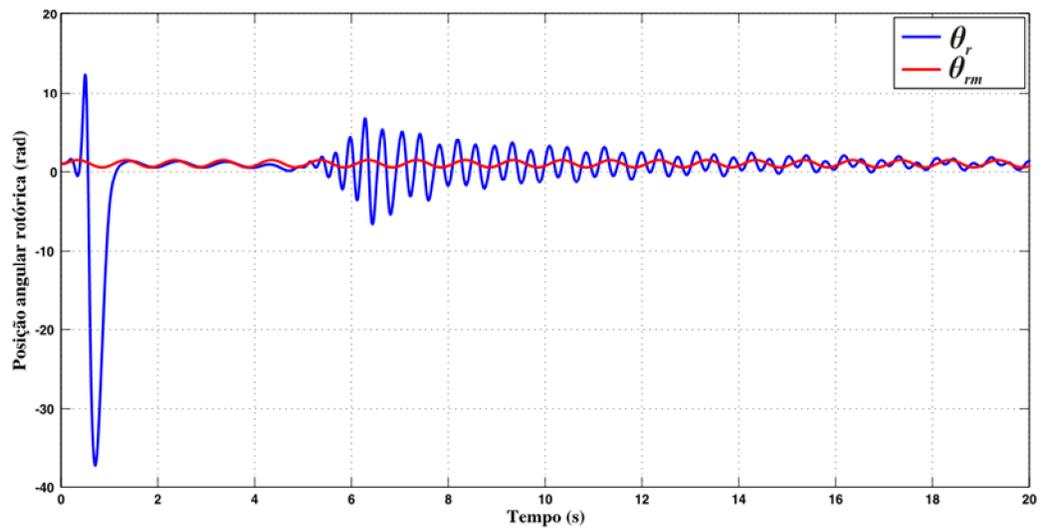


Figura 29. Resposta da posição em malha fechada para  $\theta_r$  e  $\theta_{rm}$ , para o MSIP operando a vazio com  $\theta_{ref}$  senoidal

Verifica-se, por inspeção da Figura 29 e da Figura 30 que o controlador VS-RMRAC de posição não apresenta bom desempenho quando  $\theta_C(0) = 0$  e é aplicada uma referência  $\theta_{ref}$  senoidal. Já se pode concluir disso que, para o caso específico do controle de posição, se faz necessário um conhecimento prévio de valores adequados para  $\theta_C(0)$ . Portanto a aplicação do controlador VS-RMRAC ao controle de posição exige do projetista um conhecimento mais apurado da planta do que no caso da regulação de velocidade.

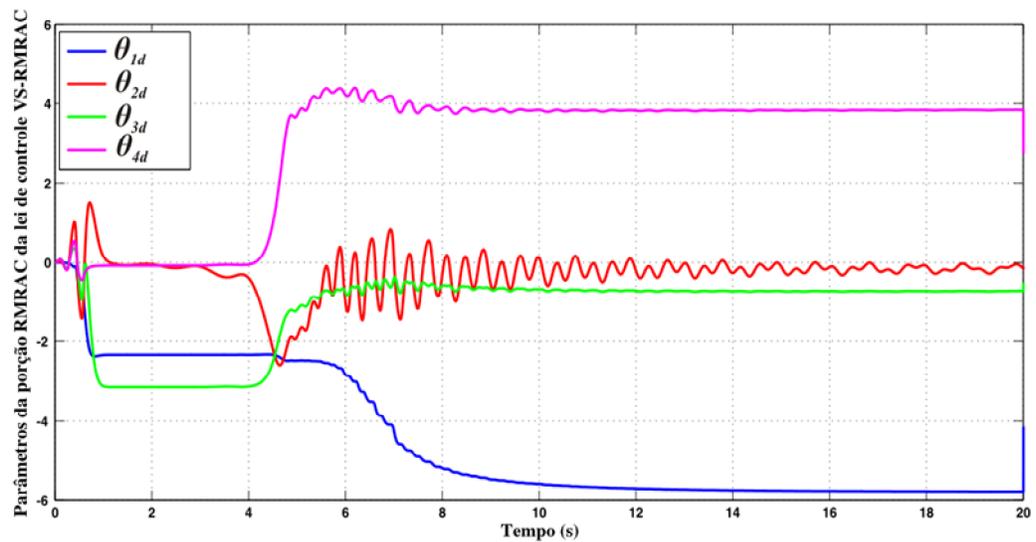


Figura 30. Evolução dos parâmetros  $\theta_{id}$  para o caso apresentado na Figura 29

Alguns procedimentos foram utilizados para o acionamento do MSIP cujos resultados foram apresentados nas figuras 29 e 30. Um deles consistiu em não se realizar o cálculo de  $\rho$  nesta simulação – vide equação (4.28). Ou seja, estabeleceu-se a condição inicial  $\rho(0) = 0$ , que assim foi mantida durante toda a simulação. Verificou-se que, com essa ação, os valores finais para o vetor  $\theta_C$ , quando estabelecidos como  $\theta_C(0)$  numa próxima simulação com  $\theta_{ref}$  senoidal, são mais eficientes na melhora do desempenho do controlador do que aqueles obtidos com o uso da equação (4.28). Este procedimento se justifica pois o propósito da aplicação da referência  $\theta_{ref}$  senoidal é tão somente a obtenção de valores finais para  $\theta_C(0)$  com maior qualidade e com o menor número possível de simulações. Outro procedimento utilizado especificamente nesta simulação foi zerar as componentes  $\theta_{is}$ , a fim de que a parcela VS do código VS-RMRAC não afetasse o valor final obtido de  $\theta_C$ . Assim, nas Figuras 29 e 30 não houve ação da equação (4.27). Verificou-se que o uso de (4.27) alterava substancialmente o valor final dos elementos de  $\theta_C$  quando comparados aos valores obtidos sem o uso da mesma. Notou-se, com isso que o uso de (4.27) fornecia valores finais para  $\theta_C$  que, quando utilizados como valores iniciais  $\theta_C(0)$ , não ocasionavam melhora no desempenho do algoritmo para uma referência  $\theta_{ref}$  senoidal. Com isso, pode se afirmar que a simulação correspondente às Figuras 29 e 30 trata-se efetivamente da aplicação de um controlador RMRAC (derivado de simplificações no algoritmo VS-RMRAC). Outra forma de se obter valores para  $\theta_C(0)$  é através do casamento entre o modelo de referência e a dinâmica de malha fechada da planta, de forma semelhante ao que é feito para o projeto de controladores MRC. Certamente, esta opção exige que haja um conhecimento prévio dos parâmetros da planta, o que não foi considerado nesta dissertação. Mais detalhes sobre esta outra opção podem ser encontrados em (IOANNOU; SUN, 1996).

A partir dos resultados apresentados na Figura 30, tem-se que o valor final obtido para  $\theta_C$  é aquele apresentado na seqüência, em (4.40). É importante recordar que o valor final dos elementos  $\theta_i$  de  $\theta_C$  no algoritmo VS-RMRAC simplificado são iguais aos valores finais dos parâmetros  $\theta_{id}$ . O mesmo seria válido sem as simplificações utilizadas pois os valores finais dos elementos  $\theta_{is}$  são nulos, já que  $e_a$  tende a zero – vide equação (4.27).

$$\theta_C^T = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \quad \theta_4] = [\theta_{1d} \quad \theta_{2d} \quad \theta_{3d} \quad \theta_{4d}] = [-5,78 \quad -0,1636 \quad -0,7036 \quad 3,844] \quad (4.41)$$

Os valores finais apresentados em (4.40) então são estabelecidos como  $\theta_C(0)$  para uma segunda simulação, no que resulta o conjunto de valores que segue:

$$\theta_C^T = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \quad \theta_4] = [\theta_{1d} \quad \theta_{2d} \quad \theta_{3d} \quad \theta_{4d}] = [-6,139 \quad -0,0511 \quad -1,901 \quad 2,99] \quad (4.42)$$

Repetindo este procedimento numa terceira simulação obtém-se:

$$\theta_C^T = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \quad \theta_4] = [\theta_{1d} \quad \theta_{2d} \quad \theta_{3d} \quad \theta_{4d}] = [-6,139 \quad -0,051 \quad -2,901 \quad 2,99] \quad (4.43)$$

Estabelecendo o vetor apresentado em (4.42) como  $\theta_C(0)$ , obtém-se os seguintes resultados apresentados na seqüência, nas Figuras 31 e 32, com a aplicação de uma referência  $\theta_{ref}$  senoidal:

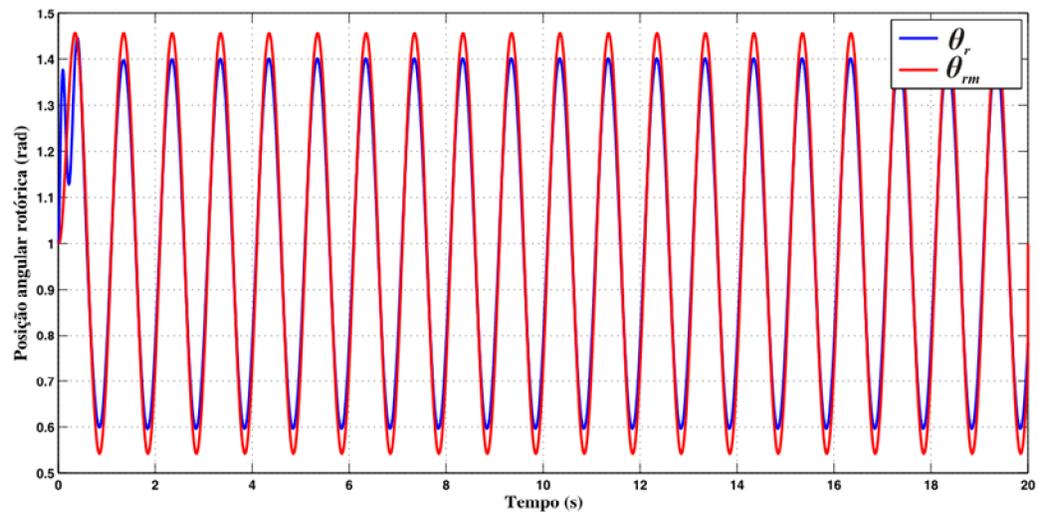


Figura 31. Resposta da posição em malha fechada para  $\theta_r$  e  $\theta_{rm}$ , para o MSIP operando a vazio com  $\theta_{ref}$  senoidal (utilizando o vetor em (4.42) como  $\theta_C(0)$  )

Os resultados apresentados nas Figuras 31 e 32 indicam uma substancial melhora no desempenho do controlador VS-RMRAC simplificado quando uma referência  $\theta_{ref}$  senoidal é aplicada. Isto é um indicativo de que os valores obtidos em (4.42) são adequados. Assim, utiliza-se os mesmos valores para definir  $\theta_C(0)$  na simulação do algoritmo VS-RMRAC completo com a aplicação de uma referência  $\theta_{ref}$  em rampa.

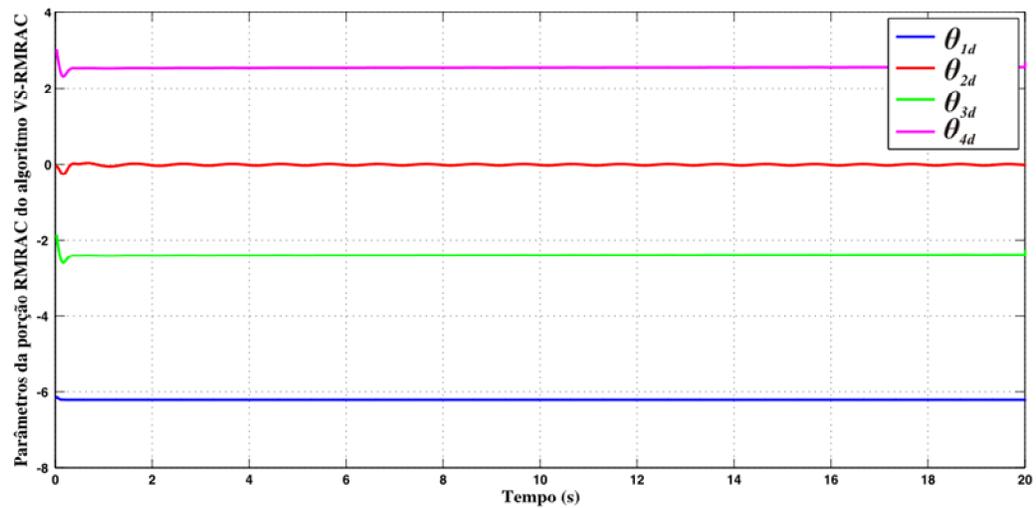


Figura 32. Evolução dos parâmetros  $\theta_{id}$  para o caso apresentado na Figura 31

A Figura 33 apresenta a resposta do MSIP em malha fechada para uma referência de posição em forma de rampa, quando a máquina opera a vazio. Nesta figura são mostrados o sinal  $\theta_{ref}$  aplicado,  $\theta_r$  e  $\theta_{rm}$ . Conforme explicado anteriormente nesta seção, o motor parte de uma posição inicial  $\theta_r(0) = 1$  rad. No instante  $t = 4,5$  s uma referência em rampa de 1 rad a 2 rad é aplicada em um intervalo de 3,3 s. Como esperado, o uso do vetor de parâmetros obtido em (4.43) como  $\theta_c(0)$  resultou num bom desempenho do controlador de posição. Verifica-se que  $\theta_r$  rastrea satisfatoriamente  $\theta_{rm}$  quando o MSIP opera a vazio e o sinal de referência de posição implementado é uma rampa. Este bom desempenho é corroborado pela inspeção da Figura 36, que demonstra que o erro de rastreamento de posição tem valor máximo inferior a 0,025 rad.

A Figura 34 apresenta as correntes  $i_d$  e  $i_q$  e suas respectivas referências para o caso apresentado na Figura 33. Nota-se pela inspeção da Figura 34 que a corrente  $i_q$  apenas se eleva para um valor significativamente diferente de zero quando o sistema de controle é ativado (no instante  $t = 0$ ) e no início e término da rampa de referência  $\theta_{ref}$  (nos instantes  $t = 4,5$ s e  $t = 7,8$ s). Como a corrente  $i_d$  mantém-se nula, pode-se afirmar que é gerado torque elétrico apenas nestes instantes.

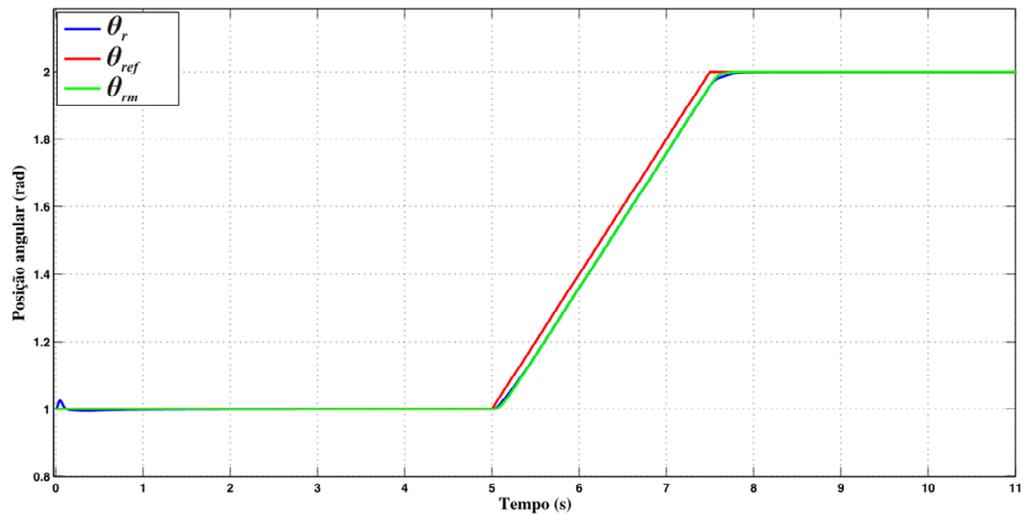


Figura 33. Resposta da posição em malha fechada, para o MSIP operando a vazio com  $\theta_{ref}$  em rampa, de  $\theta_r$  e  $\theta_{rm}$  (utilizando o vetor em (4.42) como  $\theta_C(0)$  )

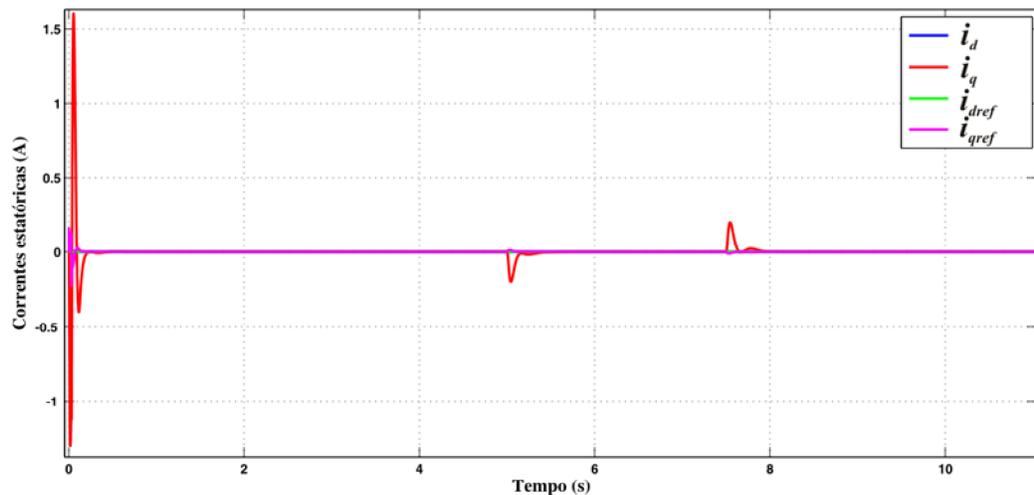


Figura 34. Resposta de  $i_d$  e  $i_q$  para o MSIP operando a vazio e suas respectivas referências,  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$

A Figura 35 apresenta o erro de rastreamento  $e_1$  da posição rotórica para o MSIP operando a vazio. A Figura 36 apresenta os erros de rastreamento das correntes estatóricas,  $e_d$  e  $e_q$ , para o MSIP na mesma situação. Nota-se nestas figuras que os erros  $e_1$ ,  $e_d$  e  $e_q$  são diferentes de zero apenas nos instantes em que o sistema de controle é ativado ( $t = 0$ ) e no início e no fim da rampa de referência de posição  $\theta_{ref}$  (nos instantes  $t = 4,5s$  e  $t = 7,8s$ ). A inspeção da Figura 35 confirma o fato já notado por inspeção da Figura 35: o erro de rastreamento de posição não é significativo, tendo em vista as magnitudes dos valores de

posição envolvidos. Portanto, afirma-se que o MSIP consegue rastrear a resposta do modelo de referência satisfatoriamente. Por outro lado, a inspeção das Figuras 33 e 34 revelam que somente no momento em que a estrutura de controle é ativada ( $t = 0$ ) o erro de rastreamento  $e_q$  apresenta-se significativo. O desempenho tanto de  $e_d$  quanto de  $e_q$  mostra-se satisfatório no restante do tempo. Esse fato é corroborado pela inspeção da Figura 36. Chega-se a essa conclusão tendo em vista os níveis de corrente envolvidos para a simulação da estrutura de controle de posição do MSIP operando a vazio. Entretanto, este fato não reverte em perda de desempenho para a malha externa de posição, não constituindo em si um problema.

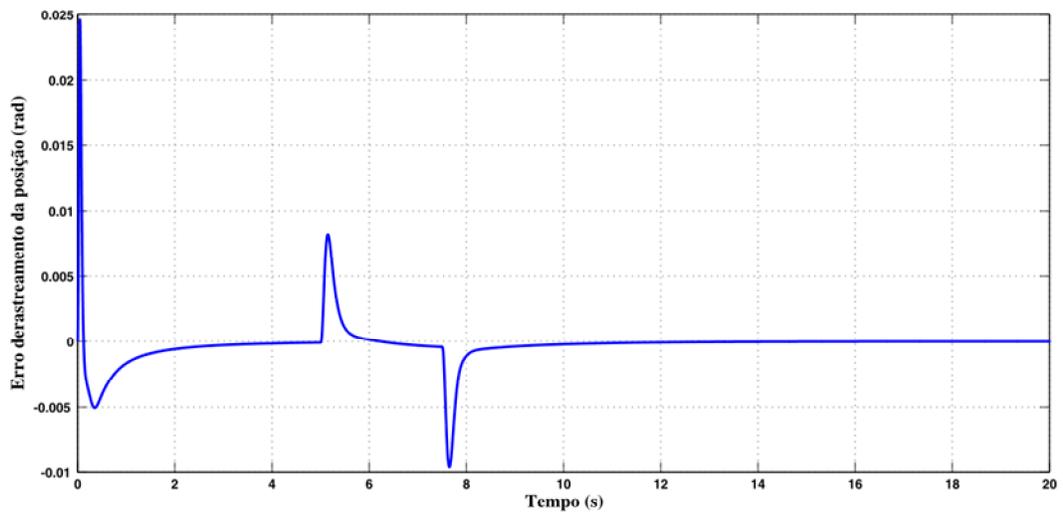


Figura 35. Erro de rastreamento  $e_1$  para o MSIP operando a vazio

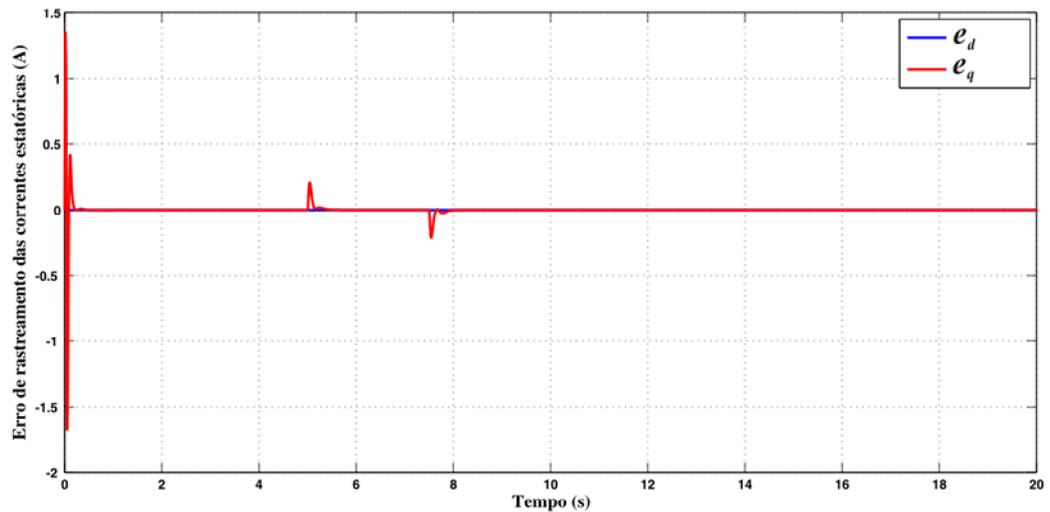


Figura 36. Erros de rastreamento  $e_d$  e  $e_q$  para o MSIP operando a vazio

As Figuras 37, 38 e 39 apresentam a evolução dos parâmetros da lei de controle VS-RMRAC para o MSIP operando a vazio. A Figura 37 apresenta o comportamento dos parâmetros  $\theta_{id}$ , os quais correspondem à porção RMRAC da lei de controle VS-RMRAC. Na seqüência, a Figura 38 mostra a ação dos parâmetros  $\theta_{is}$ , que caracterizam a parte VS da mesma lei de controle. A Figura 39 apresenta a evolução dos parâmetros  $\theta_i$ , que são os elementos componentes do vetor paramétrico  $\theta_C$  do controlador de posição.

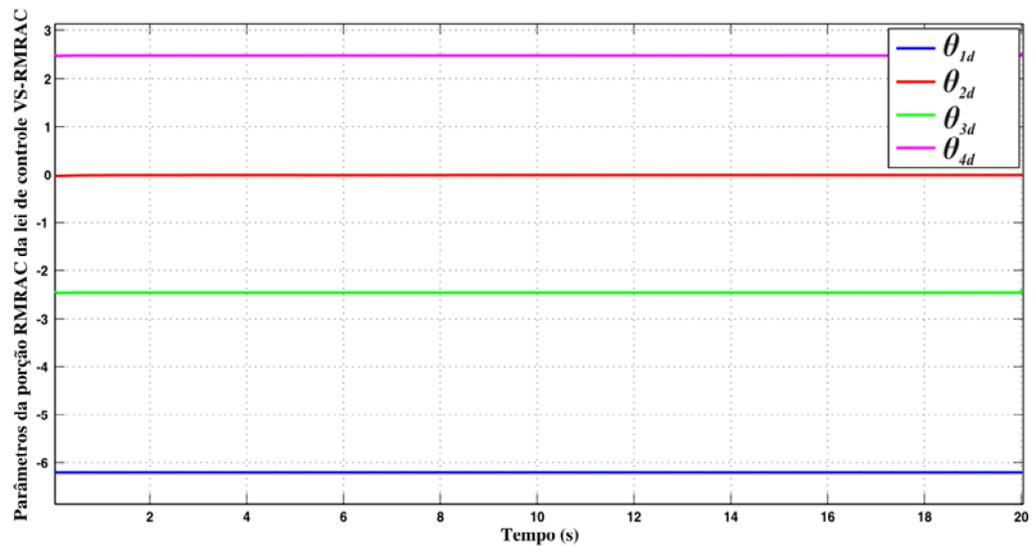


Figura 37. Evolução dos parâmetros  $\theta_{id}$  (MSIP operando a vazio)

A partir das Figuras 37 e 39 verifica-se que os parâmetros  $\theta_{id}$  e  $\theta_i$  permanecem praticamente os mesmos que foram inicializados em  $\theta_C(0)$  – vide equação (4.43). Devido ao baixo erro de rastreamento da posição ( $e_l$ ) os parâmetros  $\theta_{is}$  não sofrem variação significativa, pouco influenciando na evolução do vetor  $\theta_C$ .

A partir da Figura 40, são apresentados resultados referentes à simulação da estrutura de controle de posição VS-RMRAC quando o MSIP é submetido a um degrau de carga  $\tau_l = 0,5$  Nm e o sinal  $\theta_{ref}$  é definido como uma rampa. Para os resultados que seguem, também é considerado que o vetor  $\theta_C(0)$  é aquele apresentado na equação (4.43). A rampa do sinal  $\theta_{ref}$  é ativada no instante  $t = 5$  s e leva um intervalo de 2,5 s para chegar do valor de posição inicial ( $\theta_r(0) = 1$  rad) ao seu patamar final ( $\theta_r = 2$  rad). No instante  $t = 10$  s um degrau de carga  $\tau_l = 0,5$  Nm é aplicado ao eixo do MSIP, após o mesmo ter atingido a posição angular final ( $\theta_r = 2$  rad).

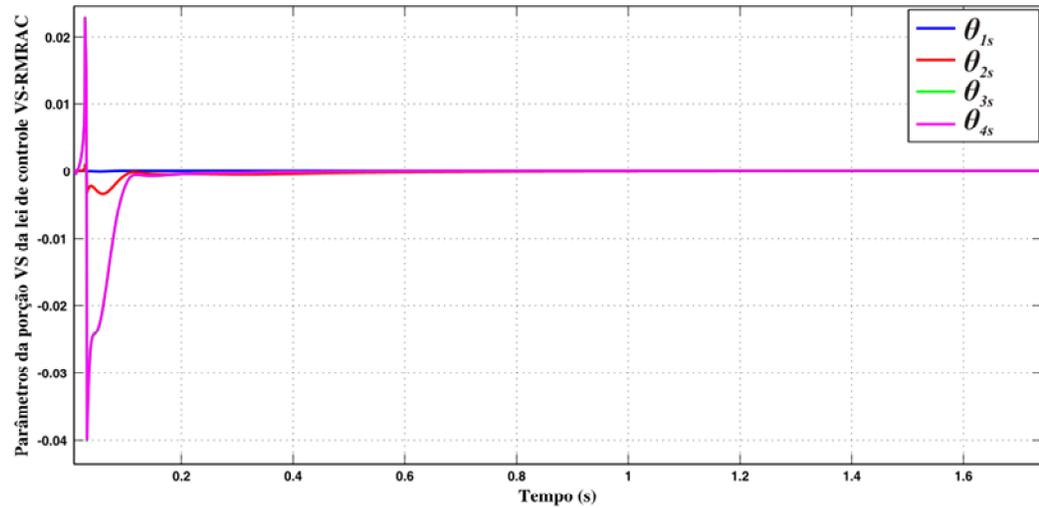


Figura 38. Evolução dos parâmetros  $\theta_{is}$  (MSIP operando a vazio)

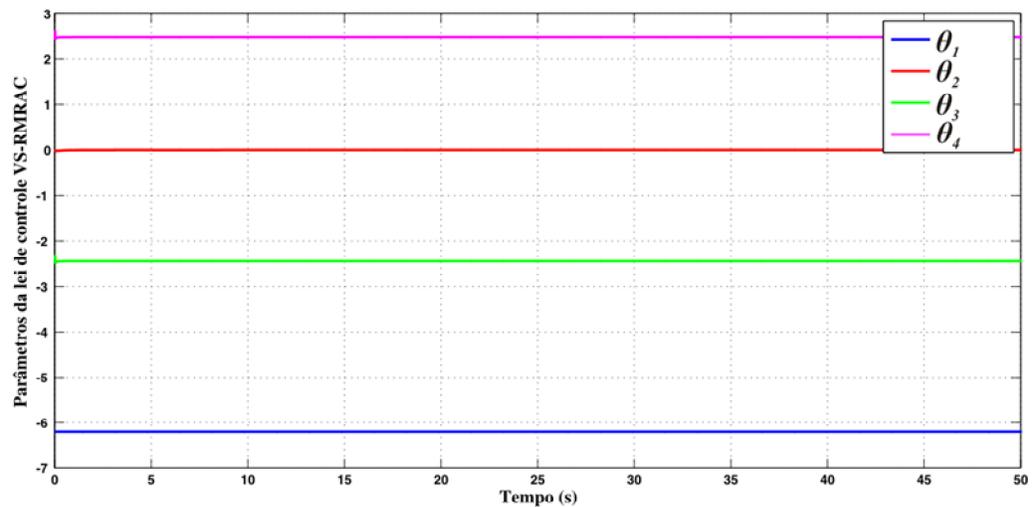


Figura 39. Evolução dos parâmetros  $\theta_i$  (MSIP operando a vazio)

Conforme visto na Figura 40, no instante  $t = 35$  s esta carga é retirada do eixo da máquina, e esta volta a operar a vazio. Esta figura 40 apresenta a referência  $\theta_{ref}$ , a resposta do modelo de referência  $\theta_{rm}$  e a posição angular rotórica  $\theta_r$ . A Figura 41 apresenta graficamente o torque de carga aplicado ao eixo do MSIP. Por inspeção da Figura 44, é possível notar que o erro de rastreamento  $e_l$  da posição angular é satisfatoriamente pequeno, exceto nos instantes em que a carga é aplicada e posteriormente retirada do eixo do MSIP. Apesar disso, repara-se que o controlador consegue compensar o desvio provocado por  $\tau_l$  e levar  $e_l$  a zero. Nota-se

que o eixo do MSIP leva aproximadamente 6 segundos para voltar a  $\theta_r = 2$  rad após a aplicação da carga e 7 segundos para voltar à mesma posição após a retirada de  $\tau_l$ . Verifica-se por inspeção da Figura 44 que, após a aplicação do degrau de carga, o controlador leva apenas 3 segundos para reduzir o módulo erro de rastreamento ( $|e_l|$ ) para um valor menor do 0,1 rad. Ou seja, metade do tempo gasto para zerar o módulo do erro do rastreamento é utilizada para tornar o mesmo inferior a aproximadamente 5,73 graus. Após a retirada da carga, a lei de controle VS-RMRAC leva apenas 4 segundos para que  $|e_l|$  se torne menor do que 0,1 rad.

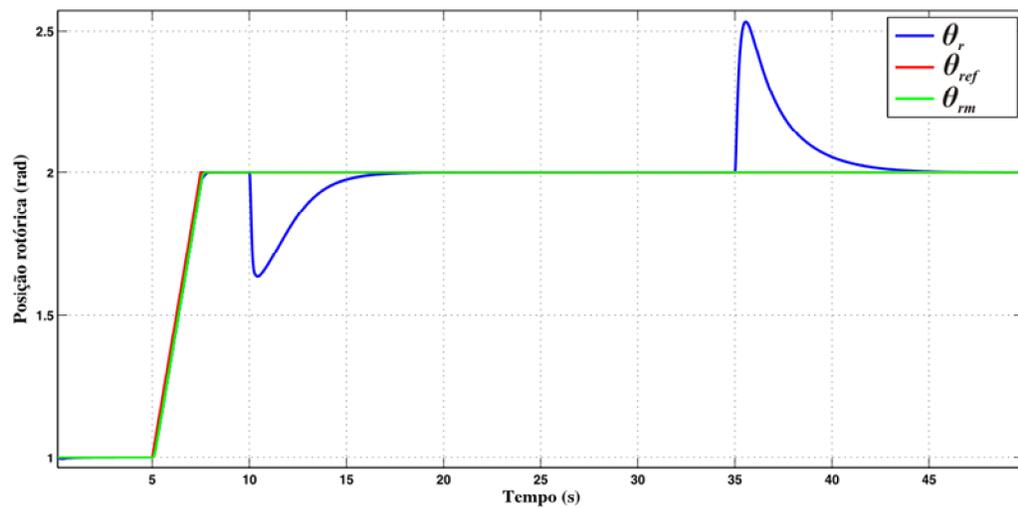


Figura 40. Resposta da posição em malha fechada, para o MSIP operando com degrau de carga no eixo e  $\theta_{ref}$  em rampa, de  $\theta_r$  e  $\theta_{rm}$  (utilizando o vetor em (4.42) como  $\theta_c(0)$  )

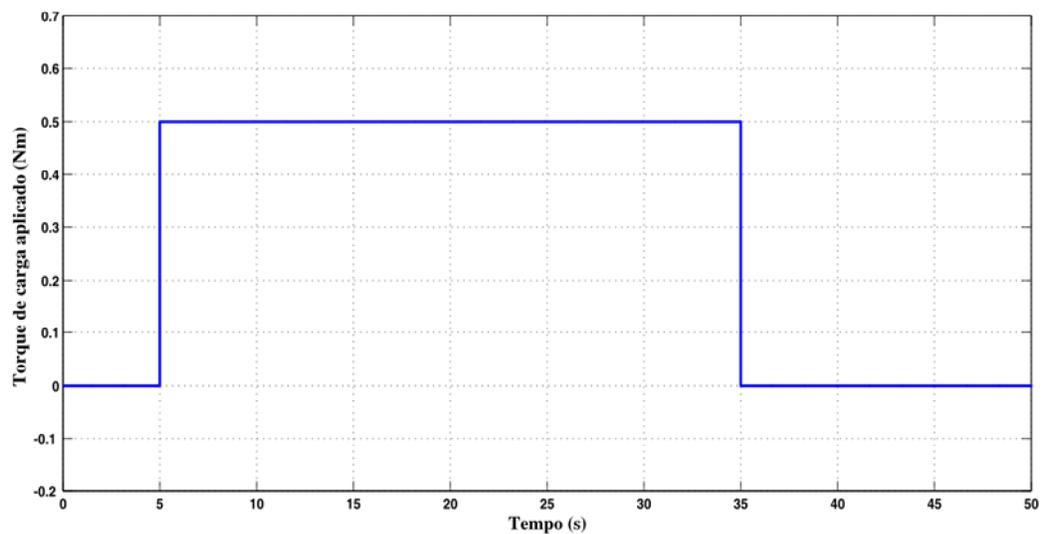


Figura 41. Torque de carga ( $\tau_l$ ) aplicado ao eixo do MSIP

A Figura 42 apresenta a resposta das correntes  $i_d$  e  $i_q$  e suas respectivas referências. O comportamento de ambas as correntes. Do início da simulação até o momento em que o eixo do MSIP atinge a marca de 2 rad, o comportamento das correntes estatóricas é semelhante ao que foi verificado na Figura 34. Quando o degrau  $\tau_l = 0,5$  Nm é aplicado ao motor, verifica-se que  $i_q$  alcança um valor de aproximadamente 0,15 A, a fim de gerar torque elétrico para compensação da carga. Após a mesma ser subtraída do eixo do rotor,  $i_q$  volta a um valor nulo. Na mesma Figura estão registrados picos transitórios para  $i_q$  nos momentos de imposição e retirada de  $\tau_l$ . O valor de  $i_d$  mantém-se nulo durante todo o tempo, conforme o esperado.

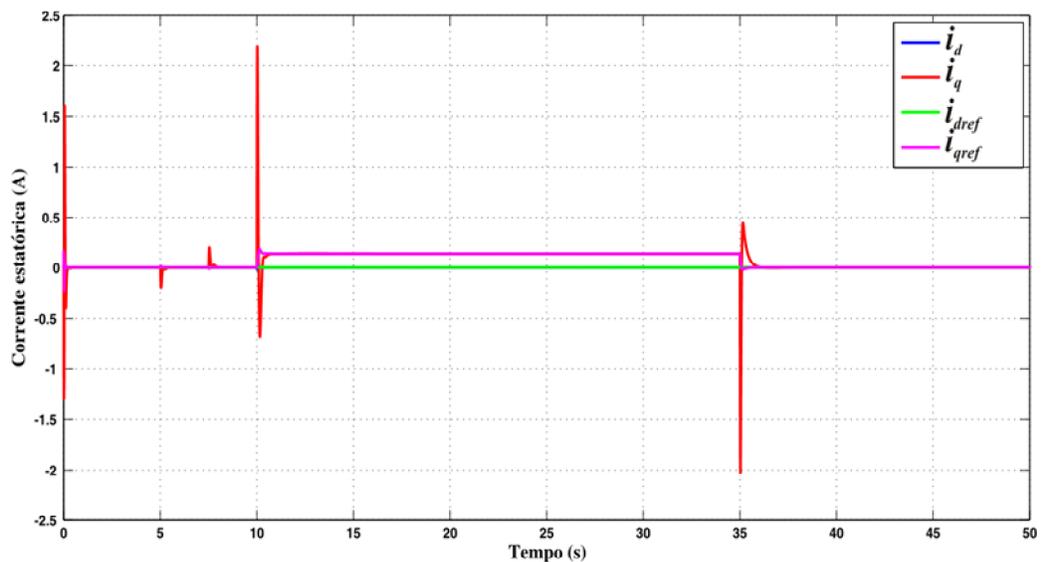


Figura 42. Resposta de  $i_d$  e  $i_q$  para o MSIP operando sob imposição de carga e suas respectivas referências,  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$

A Figura 43 apresenta o erro de rastreamento  $e_1$  da posição rotórica para o MSIP operando sob carga. A Figura 44 apresenta os erros de rastreamento das correntes estatóricas,  $e_d$  e  $e_q$ , para o MSIP na mesma situação.

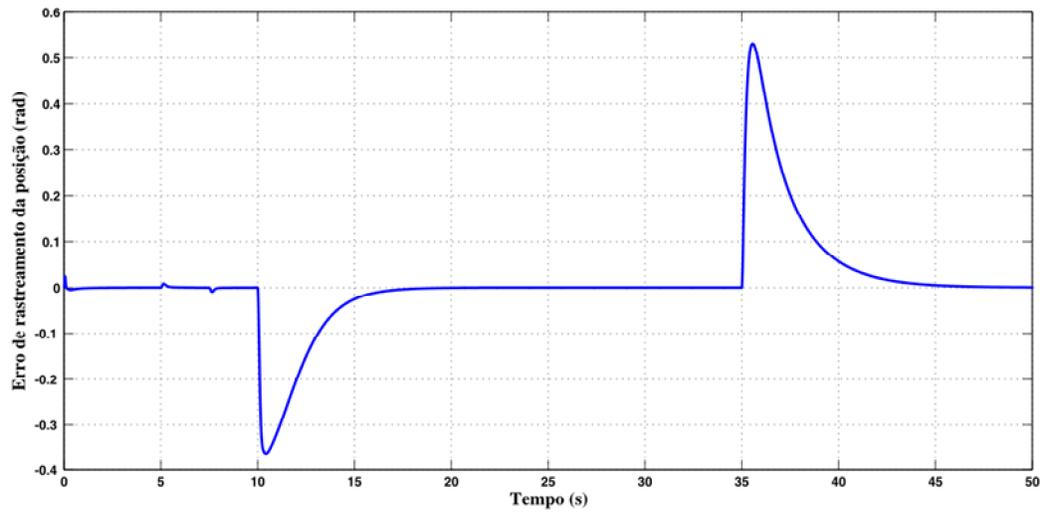


Figura 43. Erro de rastreamento  $e_1$  para o MSIP operando sob carga

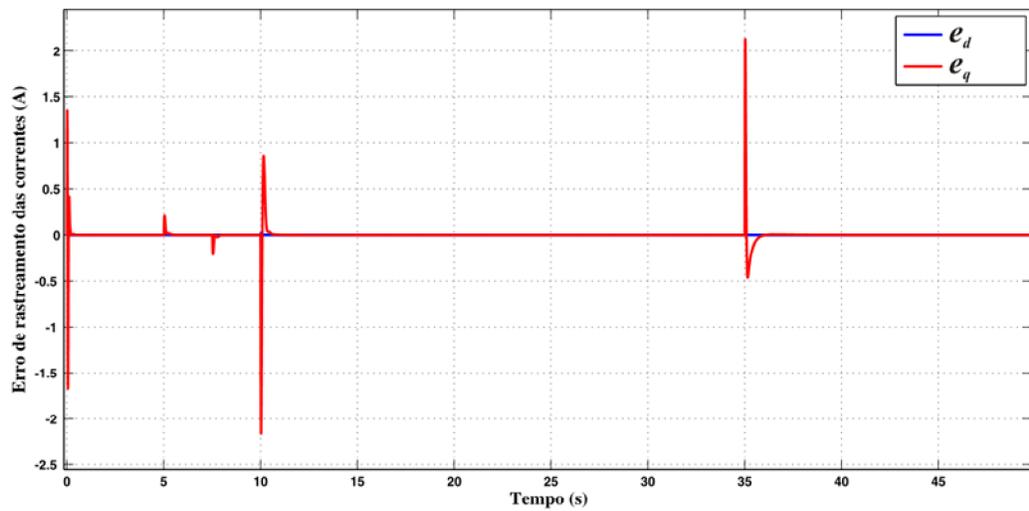


Figura 44. Erros de rastreamento  $e_d$  e  $e_q$  para o MSIP operando sob carga

As Figuras 45, 46 e 47 apresentam a evolução dos parâmetros da lei de controle VS-RMRAC para o MSIP operando sob carga. A Figura 45 apresenta o comportamento dos parâmetros  $\theta_{id}$ , os quais correspondem à porção RMRAC da lei de controle VS-RMRAC. Na seqüência, a Figura 46 mostra a ação dos parâmetros  $\theta_{is}$ , que caracterizam a parte VS da mesma lei de controle. A Figura 47 apresenta a evolução dos parâmetros  $\theta_i$ , que são os elementos componentes do vetor paramétrico  $\theta_C$  do controlador de posição.

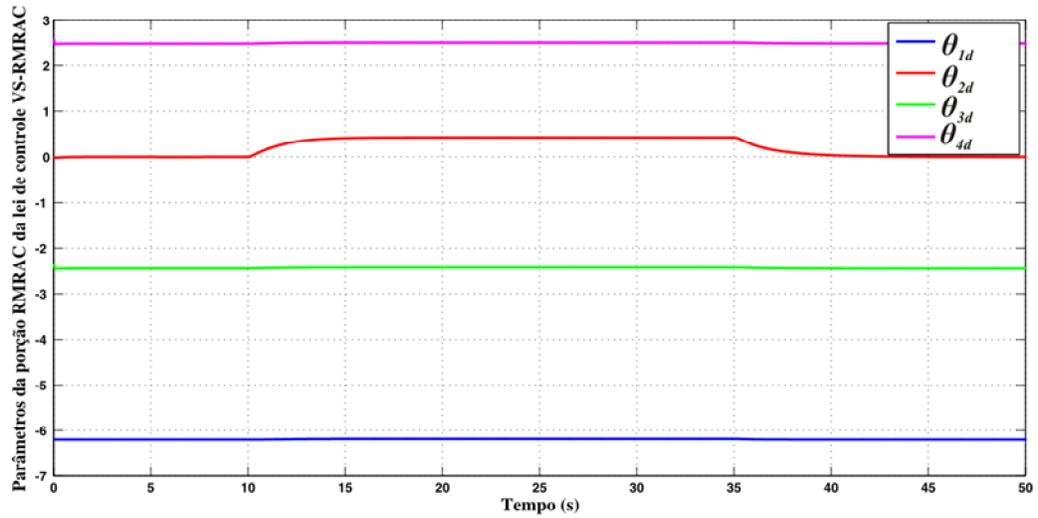


Figura 45. Evolução dos parâmetros  $\theta_{id}$  (MSIP operando sob carga)

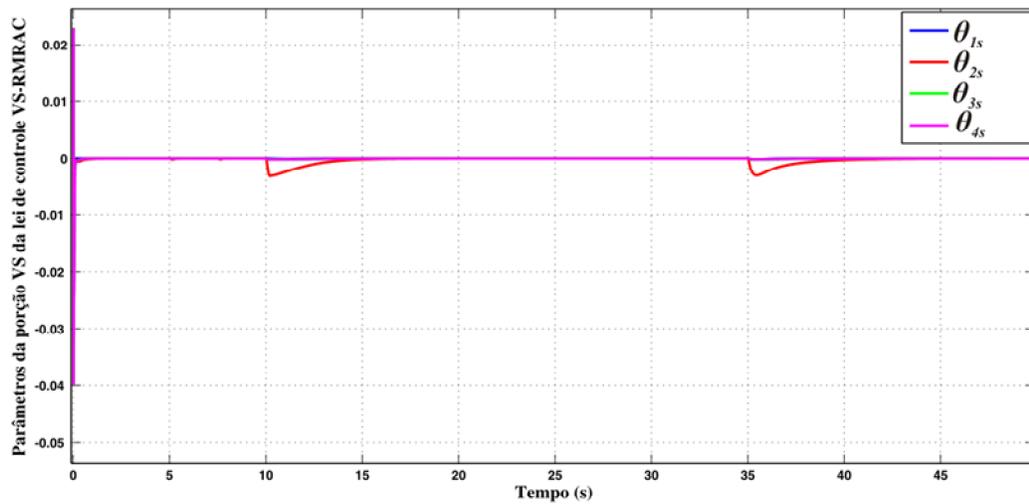


Figura 46. Evolução dos parâmetros  $\theta_{is}$  (MSIP operando sob carga)

Diferentemente daquilo que foi verificado para as Figuras 37 e 39, nota-se que durante a simulação há alteração significativa nos vetores de parâmetros  $\theta_{id}$  e  $\theta_i$ . Observa-se que os parâmetros  $\theta_{2d}$  e  $\theta_2$  sofrem uma leve elevação durante o período em que o torque de carga é aplicado ao eixo do MSIP, acompanhando o comportamento do sinal da lei de controle VS-RMRAC:  $i_{qref}$ . Os demais parâmetros nesta Figura permanecem inalterados desde o início da simulação. A Figura 47 mostra que o parâmetro  $\theta_{2s}$  atua durante os instantes de imposição e retirada de carga, influenciando no comportamento de  $\theta_{2d}$  e  $\theta_2$ .

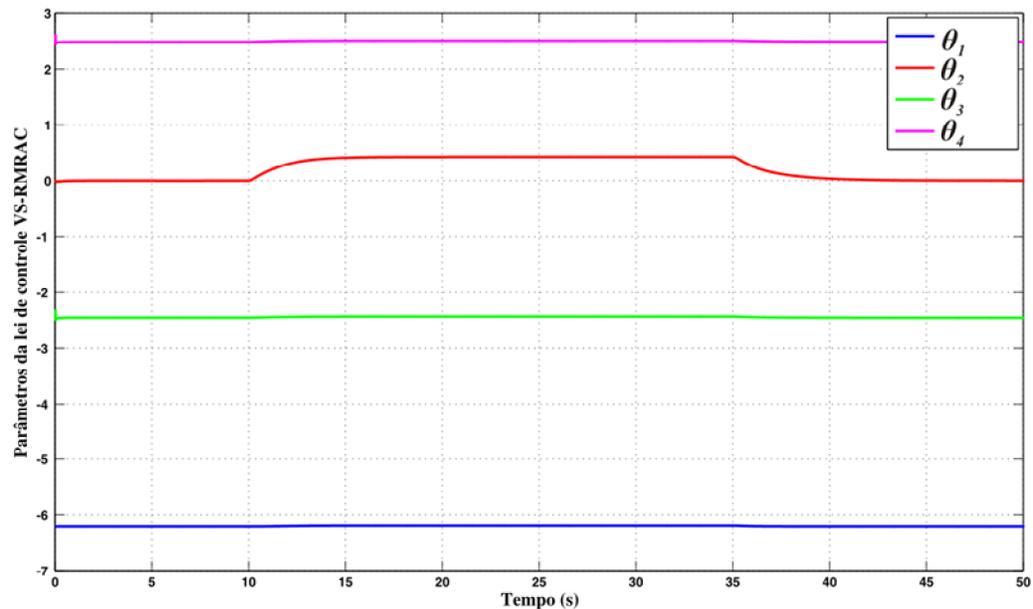


Figura 47. Evolução dos parâmetros  $\theta_i$  (MSIP operando sob carga)

## 4.5 Sumário do Capítulo

Neste Capítulo, apresentou-se uma estrutura de controle vetorial de posição VS-RMRAC. Esta estrutura é construída a partir de uma reestruturação do algoritmo descrito no Capítulo 3 para o caso do controle da posição angular  $\theta_r$ . Assim, num primeiro momento, foram apresentadas as considerações relevantes para a nova situação. O modelo mecânico do MSIP agora é visto como sendo de segunda ordem, bem como o modelo de referência. Embora a estrutura básica da lei de adaptação paramétrica do algoritmo VS-RMRAC permaneça a mesma mostrada no Capítulo 3, modificações tiveram de ser introduzidas para adequá-la ao caso do controle de posição. Tais mudanças têm como causa principal o aumento da ordem do modelo da planta. A estrutura da malha externa de correntes é mantida inalterada. O Filtro de Kalman não é utilizado neste Capítulo. Ao invés disso, considera-se que a posição é adquirida diretamente de um encoder absoluto.

Segue à apresentação da estrutura de controle propriamente dita, a apresentação dos resultados de simulação deste sistema. Os resultados de simulação apresentados levaram em conta incertezas paramétricas e os eventuais erros de projeto da estrutura de controle devidos a estas imprecisões. Inicialmente um procedimento para obtenção de valores adequados para

os elementos de  $\theta_C(0)$ . A referência escolhida para a posição angular do MSIP é um sinal  $\theta_r$  em forma de rampa. São simulados os casos em que o MSIP opera a vazio e com adição de um degrau de carga de 0,5 Nm ao eixo do rotor. Em ambos os casos a estrutura de controla proposta mostrou-se robusta e funcional. No caso em que foi considerada a adição de carga, observa-se que a estrutura de controle proposta compensa, por meio da elevação do nível da corrente  $i_q$ , o distúrbio de carga imposto, conforme esperado. Apesar de no momento de o erro de rastreamento  $e_l$  se tornar elevado nos instante em que a carga é adicionada e naquele em que a mesma é subtraída do eixo do MSIP, o erro é substancialmente reduzido em um intervalo de tempo relativamente curto – vide Figuras 40 e 43.

## ***5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS***

### **5.1 Considerações Gerais**

Neste Capítulo são apresentados resultados experimentais obtidos com a implementação da estrutura proposta para o controle de velocidade do MSIP apresentada no Capítulo 3.

A implementação da estrutura de controle vetorial de velocidade é feita com o uso do DSP TMS320F2812 da Texas Instruments (TEXAS, 2001). Os algoritmos são executados utilizando uma aproximação aritmética de ponto-fixado (biblioteca Q-math) (TEXAS, 2002). Em algumas situações, uma biblioteca de ponto flutuante é utilizada. O Capítulo encontra-se estruturado da seguinte forma: na primeira parte, apresenta-se uma descrição da bancada desenvolvida para a obtenção dos resultados experimentais. Na parte final, são apresentados os resultados experimentais obtidos para a estrutura de controle de velocidade proposta.

### **5.2 Descrição da Bancada de Ensaio**

A implementação da estrutura de controle vetorial VS-RMRAC de velocidade foi realizada com o uso de uma fonte de potência CA (FPCA) que possui interface com o DSP, o qual se destina ao controle e acionamento do motor MSIP. O código implementado em DSP foi escrito na linguagem C/C++. O tempo de execução do código é de 60  $\mu$ s. Considera-se este tempo de execução curto tendo em vista que o tempo de discretização implementado ( $T_s$ ) é de 500  $\mu$ s. A carga aplicada à máquina nos testes experimentais é considerada desconhecida. Assim, para os ensaios em que a estrutura de controle de velocidade opera com o MSIP submetido a um torque resistente, um torque desconhecido e de intensidade considerável é aplicado contra o eixo da mesma. Conforme é visto na Seção 5.3, tal procedimento apresenta efeito semelhante sobre o sistema àquele verificado no caso de aplicação de um degrau de

torque. Para a medição da posição angular da máquina, foi utilizado um *encoder* absoluto Hengstler®.

Na bancada de ensaios utilizada, o DSP encontra-se conectado a uma placa externa que faz o intermédio entre o DSP e o sistema de instrumentação e entre o DSP e um microcomputador. O sistema de instrumentação é subdividido da seguinte forma: placa de interface com o DSP, placas de aquisição de medidas de corrente e placas de condicionamento das medidas de posição e corrente. As placas de condicionamento dos sinais de posição e de corrente estão diretamente conectadas à placa de interface com o DSP. A placa de condicionamento dos sinais de corrente está conectada a uma outra placa na qual estão três sensores de efeito hall, um para cada fase. A placa de condicionamento do sinal de posição recebe sinais diretamente do encoder absoluto, conectado ao eixo do MSIP. A transmissão do sinal PWM (*Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso) ao conversor é realizada por meio de canais de fibra óptica, a fim de diminuir as interferências devidas à alta frequência do sinal. Outra razão para a utilização deste material é o isolamento elétrico entre o conversor e as placas da instrumentação. A organização da bancada de testes é apresentada de forma gráfica na Figura 48

A técnica de modulação PWM nos ensaios utilizada nos ensaios experimentais é do tipo *Space Vector* é descrita detalhadamente em (PINHEIRO et al, 2005) e (PINHEIRO et al, 2002).

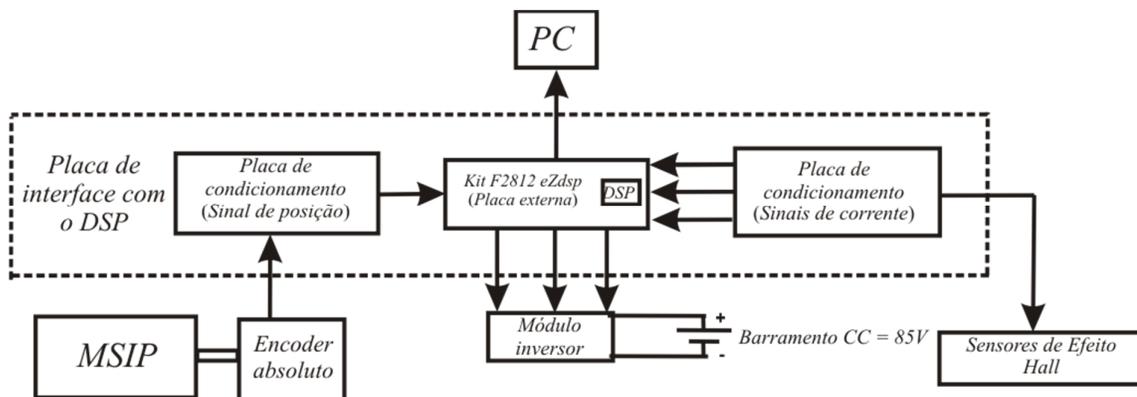


Figura 48: Organização da bancada de testes

## 5.2.1 Sistema de aquisição e controle - DSP

Os algoritmos de controle são implementados em um DSP TMS320F2812. Este circuito integrado é um processador de ponto fixo de 32 bits com alguns periféricos dedicados especificamente ao controle de máquinas elétricas.

Este microcontrolador DSP vem acoplado a uma placa externa de aplicação chamada “F2812 eZdsp Starter Kit” fabricado pela empresa Spectrum Digital<sup>®</sup>. Esta placa fornece ao DSP 64KWords de memória externa e interface pela porta paralela para comunicação direta com o computador.

As principais características do DSP TMS320F2812 podem ser enumeradas da forma que segue:

- Fabricado com tecnologia CMOS estática:
  - Frequência de operação: 150 MHz (ciclo de clock de 6,67 ns);
  - Baixo consumo de energia: uma tensão de 1,9 V alimenta o processador e uma tensão de 3,3 V alimenta as portas I/O (*Input/Output* – Entrada/Saída);
  - Programação em memória Flash de 3,3 V;
- Unidade central de processamento (CPU) de alto desempenho em 32 bits:
  - Capaz de realizar operações aritméticas de multiplicação de 32 bits por 32 bits (32 bits x 32 bits);
  - Barramento com arquitetura Harvard;
  - Pode ser programado tanto em linguagem C/C++ quanto Assembly;
- Configuração de memórias internas:
  - Tamanho da memória Flash: 128KWords x 16 bits;
  - Tamanho da memória RAM: 128KWords x 16 bits;
  - Tamanho da memória RAM de acesso único (SARAM – *Single-Access RAM*: 18KWords x 16 bits);
- Configuração de memória de Boot ROM (4K x 16):
  - Com software para gerenciamento dos modos de boot (RAM, Flash);
  - Tabelas para execução de funções matemáticas incluídas;
- Interface com memória externa (F2812):
  - Com capacidade de até 1M de memória;
- Periférico para suporte de interrupções;

- Código de segurança programável de 128 bits;
- 3 *timers* de 32 bits;
- Periféricos dedicados para controles de motores:
  - Dois gerenciadores de eventos (Event Manager) para gerenciamento de *timers*, PWM e módulo de captura dos sinais do *encoder*;
  - Periféricos para comunicação serial (SPI, eCAN, McBSP);
- 16 canais multiplexados para conversão analógico-digital:
  - 2 amostradores;
  - 1 conversor A/D de 12 bits;
  - Taxa de conversão: 80 ns/12.5 MSPS (Milhões de Amostras por Segundo);
- Até 56 portas Entrada/Saída (I/O) que podem ser programadas individualmente;
- Com recursos para verificação de erros e monitoramento de memória em tempo real.

Para a escrita do programa de simulação e sua posterior implementação experimental, a linguagem escolhida foi C/C++, pois existem, para esta linguagem, bibliotecas fornecidas pelo fabricante para realização de operações em ponto fixo, o que agiliza o processo de programação. O software Code Composer Studio versão 3.1 foi utilizado para edição do programa, compilação, gravação do software na memória Flash, verificação de erros e aquisição dos arquivos com os resultados das simulações/implementações. Um kit de aplicação chamado “F2812 edsp Starter Kit” fabricado pela empresa Spectrum Digital é utilizado para a interação com um microcomputador. Este kit consiste em uma placa contendo o DSP TMS320F2812, acompanhado 64Kwords de memória externa e interface pela porta paralela para a comunicação com o PC que foi utilizado.

A Figura 49 apresenta uma foto onde está retratado o sistema de aquisição e controle. Nesta Figura, a linha vermelha contorna a localização do DSP TMS320F2812 e a linha verde contorna a placa do kit de aplicação “F2812 edsp Starter Kit”. Outros elementos ligados ao sistema de aquisição e controle são retratados nesta Figura: a linha amarela contorna as placas condicionadoras dos sinais de corrente adquiridos pelos sensores de efeito Hall, conforme apresentado na Seção 5.2.3; a linha azul contorna a placa realiza a aquisição do sinal de posição proveniente do *encoder* (ver Seção 5.2.2) e que o alimenta ao DSP; a linha branca contorna os conectores de fibra óptica que transmitem o comando PWM proveniente do DSP

para o conversor. Já as placas de condicionamento dos sinais de corrente convertem o sinal de tensão proveniente dos sensores de Efeito Hall para níveis aceitáveis para o DSP e adiciona a este sinal um *offset*. Além disso, estas placas

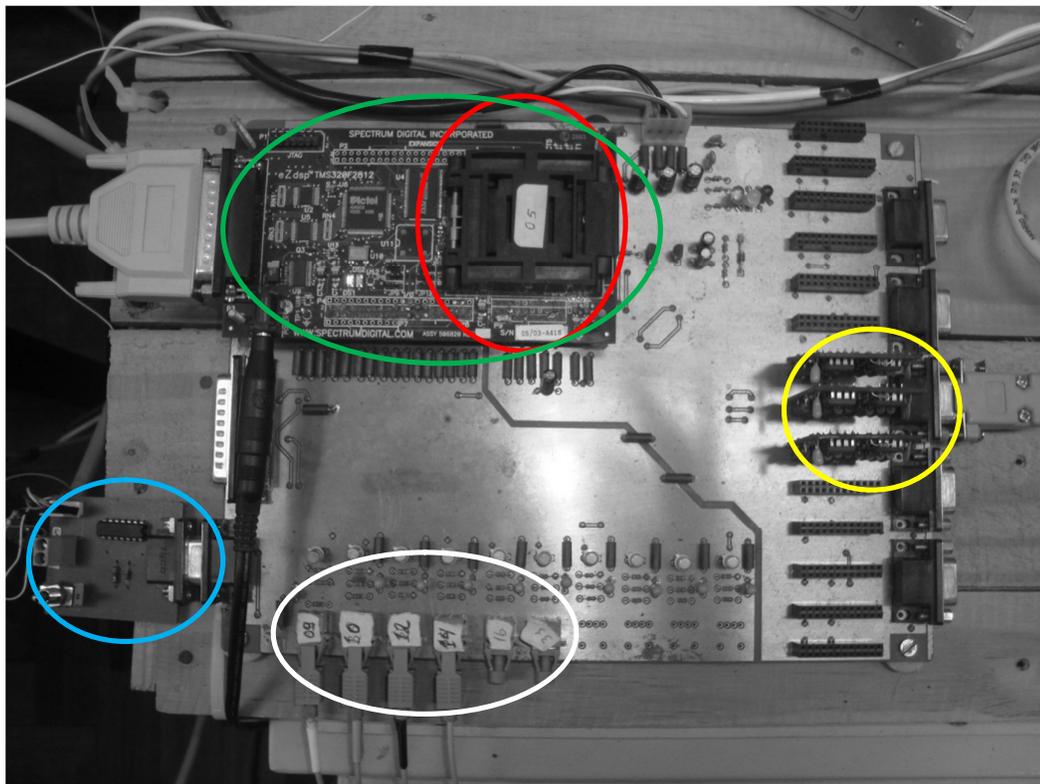


Figura 49: DSP (linha vermelha), kit de aplicação (linha verde), placas condicionadoras dos sinais de corrente (linha amarela), placa de aquisição do sinal de posição (linha azul) e conectores dos cabos de fibra óptica para condução do sinal PWM gerado pelo DSP (linha branca).

### 5.2.2 Medição da posição

Para a medida da posição angular da máquina foi utilizado um *encoder* absoluto Hengstler<sup>®</sup>, 10 bits com transmissão serial. A comunicação entre o *encoder* por DSP é feita através do protocolo de comunicação SPI (SPI, 2002). Este protocolo, também chamado de comunicação a quatro fios, apresenta algumas vantagens que podem ser destacadas:

- Menos componentes eletrônicos;
- Menos cabos para transmissão de dados;
- Mesma interface de hardware;
- Isolamento elétrico do eixo do *encoder* por optoacopladores;

- Pré-registro operacional possível.

Para que seja iniciada a transferência de dados, um sinal chamado Clock deve ser aplicado no terminal CLOCK do *encoder*. Enquanto o sinal Clock é aplicado, o registrador interno do *encoder* armazena os dados que informam qual é a sua posição atual. Assim que outro pulso de Clock é aplicado ao terminal CLOCK, o dado que informa a posição angular é gravado neste registrador.

Pode-se acompanhar, através da Figura 50 que na primeira descida de Clock o sinal chamado Mono-estável do *encoder* atua. A saída deste sinal controla, através de um terminal serial, se o registrador interno do *encoder* atua e se a comunicação serial para o DSP é realizada.

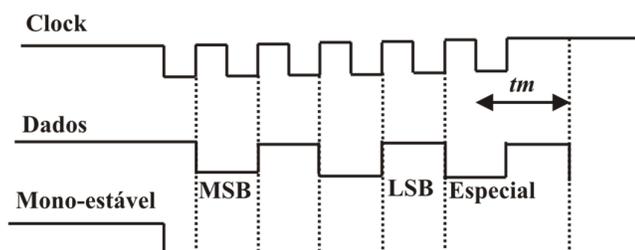


Figura 50: Transmissão serial do encoder

Na primeira subida do sinal Clock, o bit mais significativo (*Most Significant Bit*, MSB) do dado de posição é aplicado à saída serial do *encoder*, através do sinal Dados (Figura 50). Quando o sinal Clock sobe, ocorre a transmissão. Depois disso, a cada subida sequente do Sinal Clock, um bit menos significativo é aplicado na saída serial e, assim, os bits são gradativamente transmitidos ao DSP. Depois da transmissão do bit menos significativo (*Less Significant Bit*, LSB) um bit de alarme ou outros bits especiais são transferidos, dependendo da configuração. Então, a linha de transmissão de dados permanece em nível alto, até que o intervalo de tempo  $tm$  (Figura 50) tenha passado. O número de pulsos de clock necessários para a transferência de dados é independente da resolução do encoder. O sinal de clock pode ser interrompido a qualquer momento. A próxima transferência de dados não pode começar até que a linha de dados esteja em nível alto novamente.

A Figura 51 apresenta o *encoder* utilizado, acoplado ao MSIP e a Figura 52 apresenta a placa que realiza a comunicação do sinal SPI fornecido pelo *encoder* ao DSP. Esta placa converte os sinais de tensão proveniente do *encoder* para níveis adequados ao DSP (por meio de divisores resistivos) e possui uma chave que pode inverter o sentido de crescimento do sinal de posição gerado pelo *encoder* (posição crescente no sentido horário ou anti-horário).

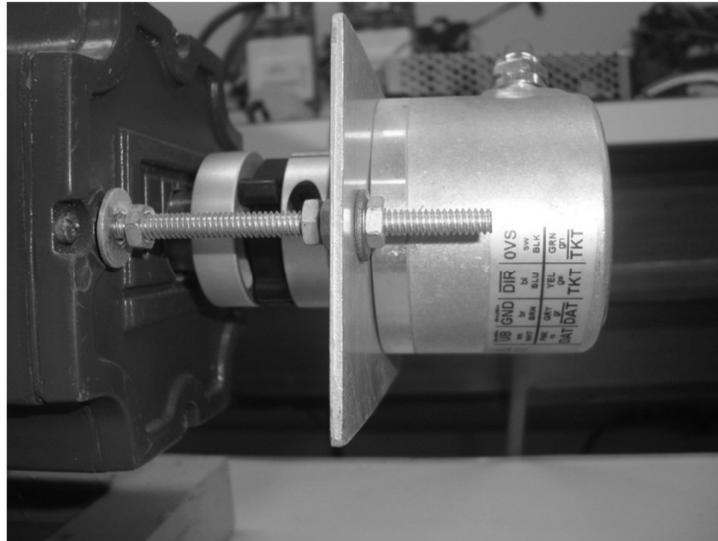


Figura 51: *Encoder* absoluto utilizado acoplado ao eixo do MSIP

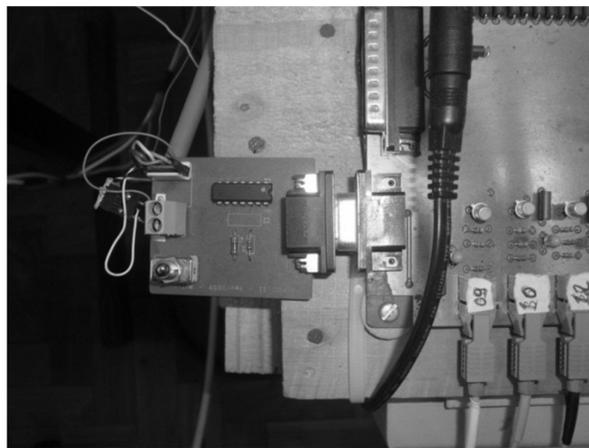


Figura 52: Placa de aquisição do sinal do *encoder*

### 5.2.3 Medição das correntes estatóricas

O bloco de instrumentação e controle da FPCA apresenta uma placa de medição de corrente. Esta placa é composta por três transdutores de efeito Hall LA55-P da LEM<sup>®</sup>, que fornecem tensão proporcional à corrente circulante nos mesmos. Esta tensão é então alimentada às placas condicionadoras de sinais que convertem o sinal recebido dos sensores de Efeito Hall para um nível e formato adequados à alimentação dos conversores A/D do DSP (veja as placas contornadas pela linha amarela na Figura 49). Há uma placa condicionadora de sinal para cada corrente de fase. Esta configuração proporciona isolamento entre o circuito de potência e o circuito de instrumentação. A Figura 53 apresenta a placa de instrumentação das

correntes, contendo um sensor de efeito Hall para cada fase. Estas placas convertem o sinal de tensão proveniente dos sensores de Efeito Hall para níveis aceitáveis para o DSP (através de divisores resistivos) e adiciona a este sinal um *offset*. Além disso, estas placas contam com filtragem de ruídos modo comum, obtidas pelo uso de amplificadores operacionais e proteção contra sobretensões, a qual é obtida por meio do uso de diodos em antiparalelo.

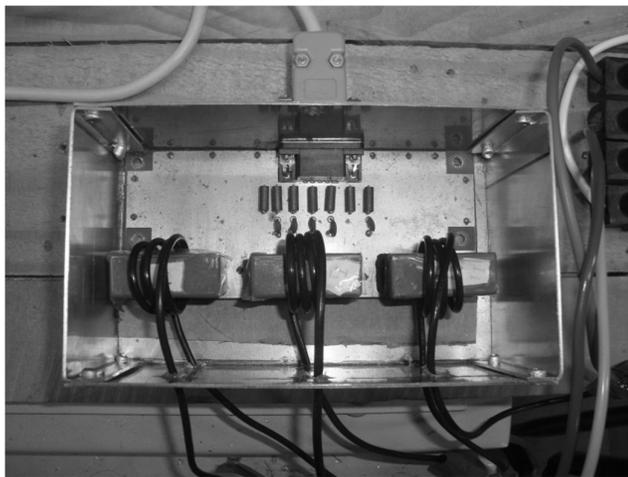


Figura 53: Placa de aquisição dos sinais de corrente

## 5.2.4 Características do conversor

O módulo retificador/inversor PWM é um conversor trifásico baseado em semicondutores IGBT SKM50GB123D da Semikron<sup>®</sup>, montados em uma placa modelo SKB6I, produzido pela mesma empresa. Este módulo pode ser alimentado em até 900V CC, 12 kVA e 20 kHz. Um retificador trifásico em ponte completa é incluído e conectado ao barramento CC que é constituído por uma associação de capacitores de 4700  $\mu$ F e 450 V CC. Os IGBT's são controlados pelos drives da Semikron com tempo de 1  $\mu$ s. Além disso, um termostato do tipo NF é adicionado ao dissipador de calor para proteger o módulo de temperaturas excedentes (interruptor térmico).

O acionamento dos IGBT's é feito por um circuito eletrônico, SKHI22BH4 da Semikron<sup>®</sup>, cuja função é adequar os níveis de tensão necessários ao chaveamento da chave semicondutora e ajustar o tempo morto nas chaves. A Figura 54 apresenta uma foto do módulo retificador/inversor utilizado.

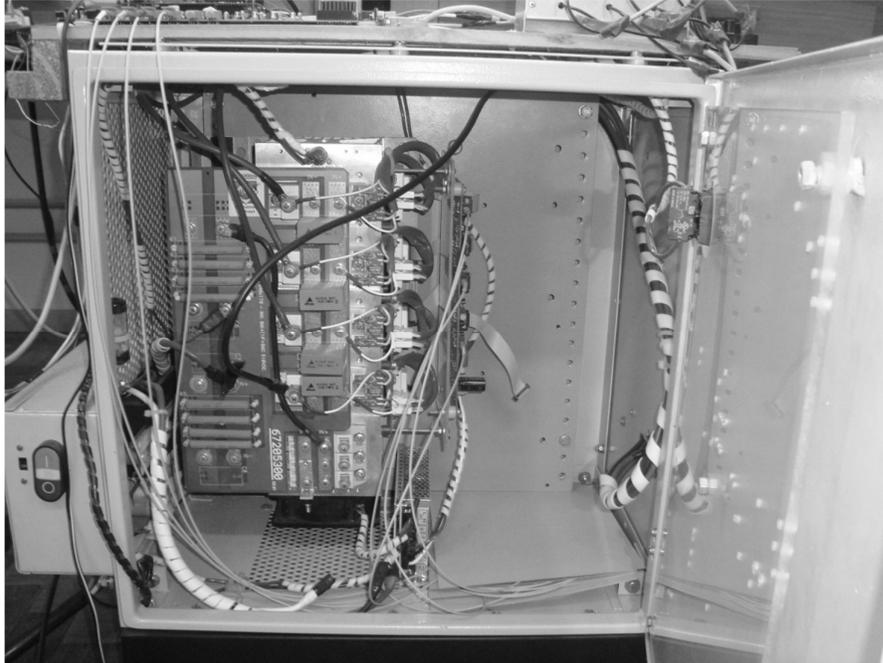


Figura 54: Módulo retificador/inversor

### **5.2.5 Características do motor síncrono a ímãs permanentes (MSIP)**

O motor síncrono a ímãs permanentes utilizado para a obtenção dos resultados experimentais é WEG, modelo SWA 56-7.0-30 da WEG. A Figura 55 traz uma foto deste motor. Os parâmetros do motor são considerados como sendo os mesmos obtidos através dos ensaios descritos no Capítulo 2. Contudo, o procedimento de projeto adotado para os elementos da estrutura de controle continuam sendo os mesmos apresentados no Capítulo 3, os quais consideram possíveis erros de projeto do engenheiro de controle. Com esta metodologia, validam-se mais facilmente os resultados de simulação obtidos no Capítulo 3. Conforme é visto na Seção 5.3, para fins de obtenção dos resultados experimentais, os parâmetros reais do MSIP são considerados desconhecidos. Entretanto, se o leitor assim o quiser, pode considerar válidos como parâmetros reais do motor (embora sujeitos a variações e incertezas), os dados do Conjunto 1 da Tabela 6 (Capítulo 2). Além disso, podem ser considerados os dados de placa da Tabela 7 (Capítulo 2).

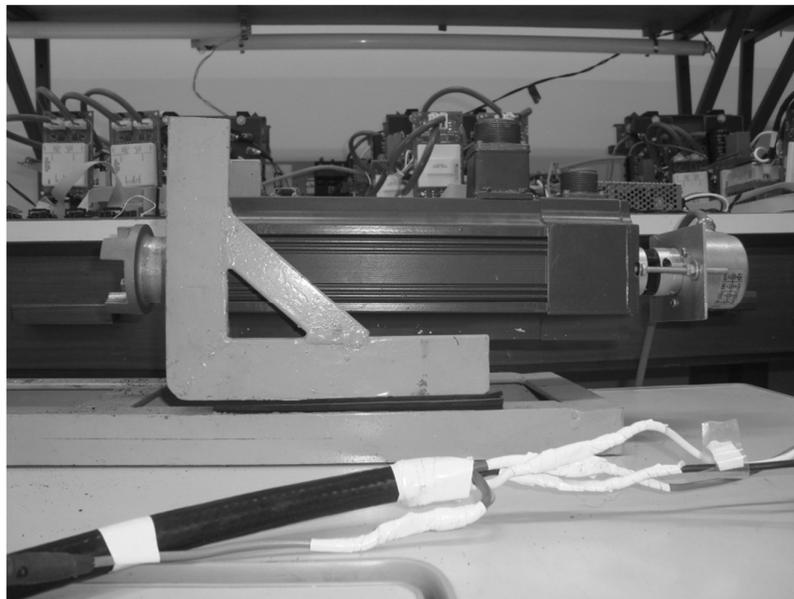


Figura 55: MSIP modelo SWA 56-7.0-30

### 5.3 Resultados Experimentais

São apresentados, nesta Seção, resultados experimentais referentes à estrutura de controle vetorial de velocidade proposta, a qual foi apresentada na Seção 3.5. Apresentam-se resultados para o MSIP operando a vazio e com imposição de carga no eixo da máquina. A carga aplicada ao MSIP é considerada de magnitude desconhecida e foi aplicada através de um freio de prony. Os procedimentos de projeto apresentados na Seção 3.6 para obtenção dos resultados de simulação são os mesmos aqui utilizados. Desta maneira, as equações (3.56), (3.57), (3.58), (3.59) e (3.60) são também aqui válidas para o projeto da estrutura de controle VS-RMRAC. O mesmo pode-se afirmar com relação às tabelas 8, 9 e 10. Com relação específica à Tabela 10, os valores do conjunto 2 foram utilizados no projeto da estrutura de controle. Embora, à priori, os valores do conjunto 1 sejam considerados os valores reais de placa do MSIP (pois foram obtidos por meio dos ensaios descritos no Capítulo 2), considera-se que os mesmos podem sofrer variação temporal. Desta forma, para fins práticos de obtenção dos resultados experimentais, os parâmetros reais do MSIP são considerados desconhecidos. O período de discretização considerado para a implementação experimental também é o mesmo utilizado no Capítulo 3:  $T_s = 0,0005$  segundos. Também são mantidos os valores das matrizes de covariância do Filtro de Kalman (que no caso aqui abordado se reduzem a escalares):  $R_K = Q_K = 0,001$ .

A referência de velocidade ( $\omega_{ref}$ ) utilizada, tanto para o MSIP operando a vazio quanto para o mesmo submetido a um torque de carga é aquela apresentada no Capítulo 3: uma rampa de aceleração que vai de 0 a 90 rad/s em um intervalo de 11 s. Ressalta-se que, da mesma forma em que foi apresentada na Seção 3.6, um *flag* acionado pelo usuário ativa a rampa de aceleração dando início ao acionamento do MSIP. Nos resultados experimentais que se seguem, este *flag* é acionado em diferentes instantes após o início da execução do *software* de controle ( $t = 0$  s). Este instante é indicado para cada uma das figuras na seqüência. Este procedimento se deve à limitação de memória dos *buffers* do DSP TMS320F2812, que impede que todos os sinais envolvidos na operação da estrutura VS-RMRAC sejam capturados em apenas um acionamento do MSIP. Todos os parâmetros do controlador são inicializados em zero. A Figura 56 mostra a resposta de  $\omega_{rm}$ ,  $\omega_{ref}$  e  $\omega_{rK}$  à rampa e aceleração estabelecida por  $\omega_{ref}$  para a lei de controle VS-RMRAC. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 2,5$  s. Nota-se, na Figura 56, que há um rastreamento com erro nulo entre  $\omega_{rm}$  e  $\omega_{ref}$ , o que é a razão pela qual a linha vermelha que representa  $\omega_{ref}$  está encoberta pela linha verde que representa  $\omega_{rm}$ . A mesma afirmação é válida com relação à Figura 62.

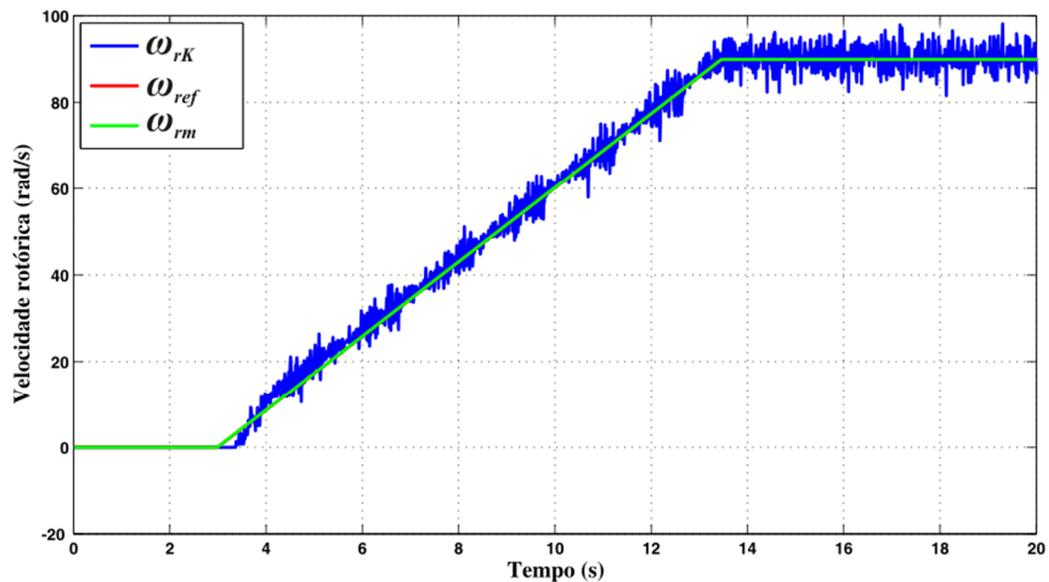


Figura 56. Resposta de velocidade em malha fechada, para o MSIP operando a vazio, de  $\omega_r$ ,  $\omega_{rK}$  e  $\omega_{rm}$

A Figura 57 apresenta o sinal de posição medido pelo *encoder*,  $\theta_r$ , e aquele observado pelo Filtro de Kalman,  $\theta_{Rk}$ , nos 7 primeiros segundos do acionamento mostrado na Figura 56.

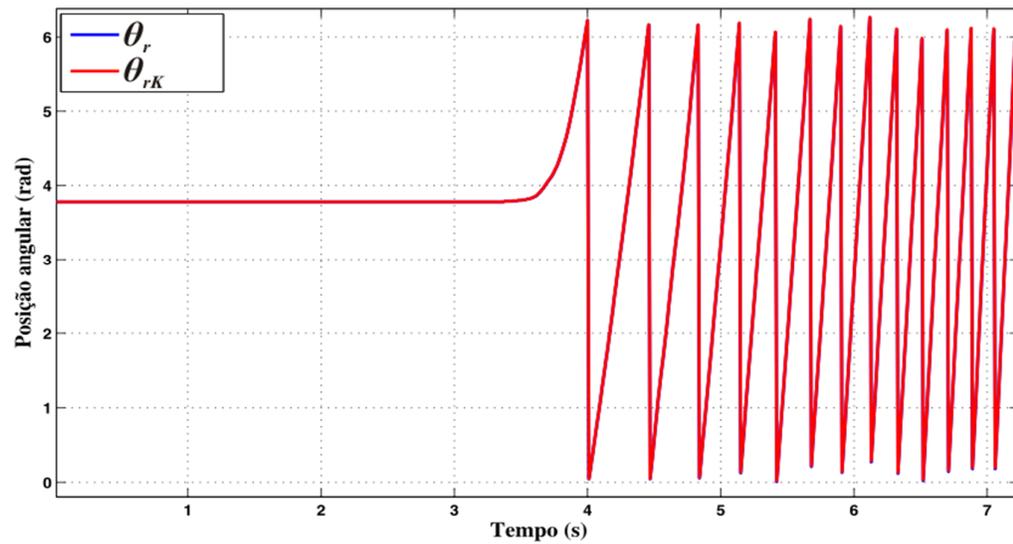


Figura 57. Sinais de posição  $\theta_r$  e  $\theta_{rK}$  durante os 7 primeiros segundos do acionamento apresentado na Figura 55

A Figura 58 apresenta a resposta em malha fechada das correntes  $i_d$  e  $i_q$  à mesma rampa de aceleração para o MSIP operando a vazio e suas respectivas referências  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ . Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,8$  s.

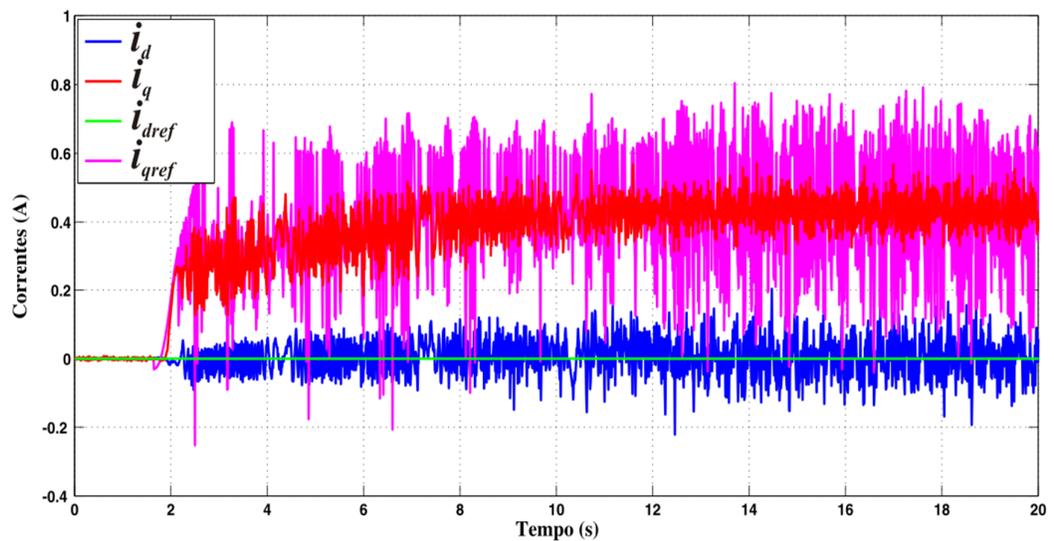


Figura 58. Resposta de  $i_d$  e  $i_q$  para o MSIP operando a vazio e suas respectivas referências,  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$

A Figura 59 apresenta o erro de rastreamento  $e_1$  da velocidade rotórica para o MSIP operando a vazio. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 2,5$  s.

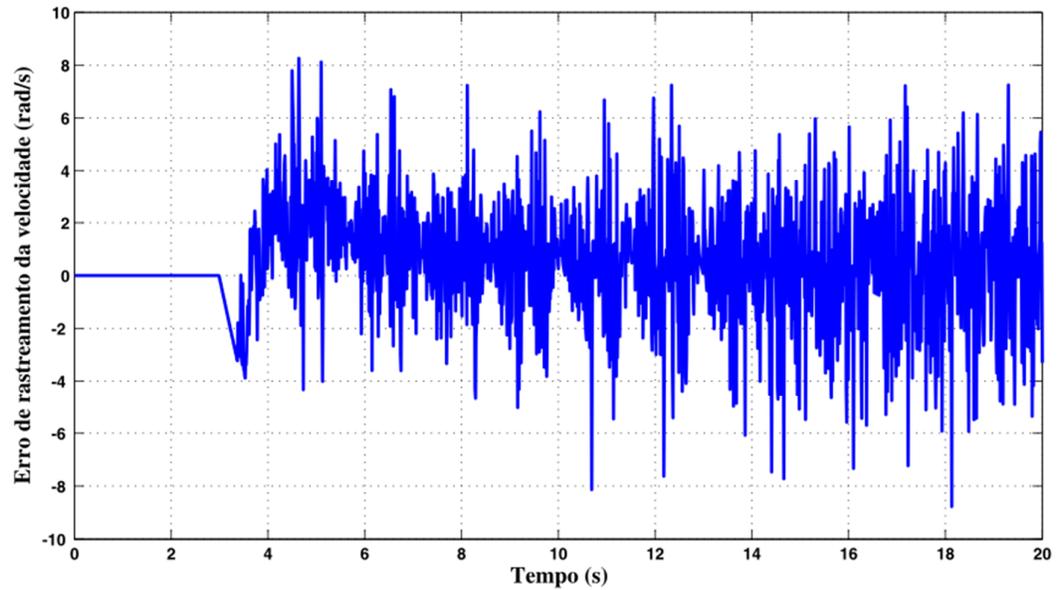


Figura 59. Erro de rastreamento  $e_1$  para o MSIP operando a vazio

A Figura 60 apresenta os erros de rastreamento das correntes estáticas,  $e_d$  e  $e_q$ , para o MSIP operando a vazio. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,8$  s.

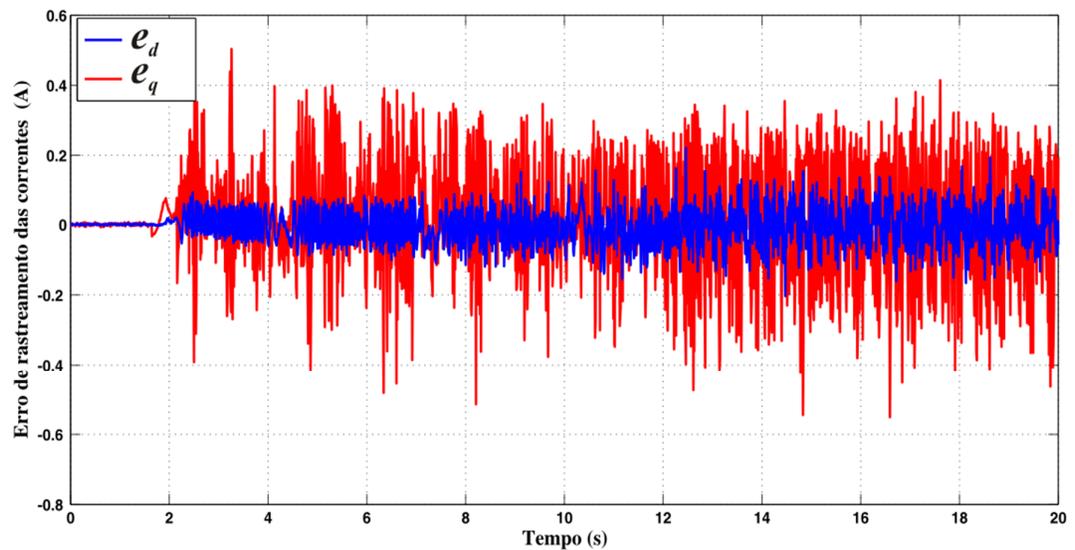


Figura 60. Erros de rastreamento  $e_d$  e  $e_q$  para o MSIP operando a vazio

A Figura 61 apresenta a evolução dos parâmetros da lei de controle VS-RMRAC para o MSIP operando a vazio. Nota-se nesta Figura que todos os parâmetros foram inicializados em zero. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,4$  s.

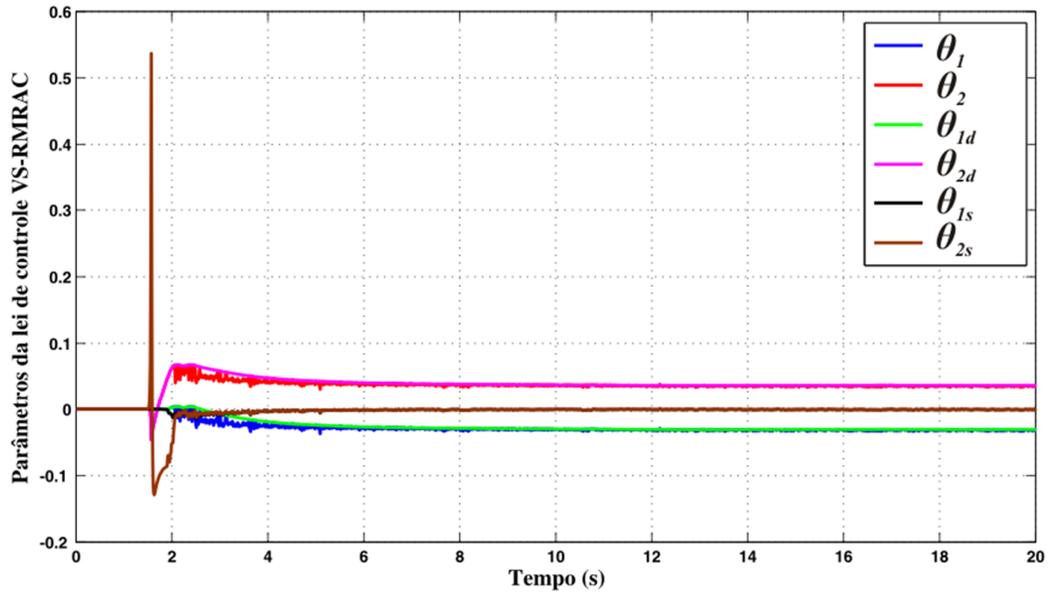


Figura 61. Evolução dos parâmetros do controlador VS-RMRAC para o MSIP operando a vazio

Pela observação da Figura 58, nota-se que os sinais de corrente obtidos nesta seção apresentam-se ruidosos. Estes ruídos acabam por influenciar a maior parte dos demais sinais envolvidos na operação da estrutura de controle proposta, conforme visto nas Figuras 58, 59, 60 e 61. Isto ocorre pois, conforme visto no Capítulo 3, o torque elétrico alimentado ao Filtro de Kalman é dependente de  $i_q$ . Isto acaba por influenciar o sinal  $\omega_{rK}$  e, portanto o sinal da lei de controle em si, ou seja,  $i_{qref}$  (conforme pode ser visto na Figura 58). Não está clara a causa destes níveis de ruído. Contudo, especula-se que estes se devam à técnica de modulação utilizada, que seria inadequada para a presente aplicação – vide (PINHEIRO et al, 2005) e (PINHEIRO et al, 2002).

A observação da Figura 56 mostra a velocidade observada pelo Filtro de Kalman,  $\omega_{rK}$ . Pode-se confirmar que  $\omega_{rK}$  corresponde à velocidade real do MSIP,  $\omega_r$ : o sinal dente de serra de posição observado pelo Filtro de Kalman,  $\theta_{rK}$ , rastreia o sinal de posição  $\theta_r$  gerado pelo *encoder*. A taxa de inclinação dos sinais  $\theta_{rK}$  e  $\theta_r$  é coerente com o sinal de velocidade observado na Figura 56. A observação da Figura 58 mostra que as correntes  $i_d$  e  $i_q$  rastreiam suas respectivas referências  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ . A observação das Figuras 59 e 60 mostram que os erros de rastreamento  $e_l$ ,  $e_d$  e  $e_q$  encontram-se em torno de zero. Os valores de pico elevados nestes

erros se devem aos ruídos dos sinais de corrente medidos, sendo, portanto, desconsiderados para fins de análise de desempenho da estrutura de controle. A observação da Figura 61 demonstra que a evolução dos parâmetros da lei de controle VS-RMRAC segue o mesmo padrão apresentado nos resultados de simulação do Capítulo 3. Para o caso em que o MSIP opera sem carga,  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_{1d}$  e  $\theta_{2d}$  convergem para valores fixos diferentes de zero em regime permanente, enquanto  $\theta_{1s}$  e  $\theta_{2s}$  convergem a zero. Além disso, nota-se que a convergência de  $\theta_1$  e  $\theta_2$  é mais rápida que a de  $\theta_{1d}$  e  $\theta_{2d}$ . Conforme visto no Capítulo 3, isso se deve ao fato de que, diferentemente de  $\theta_{1d}$  e  $\theta_{2d}$ ,  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são influenciadas pela atuação de  $\theta_{1s}$  e  $\theta_{2s}$ . Pode-se concluir, a partir desta análise, que os resultados experimentais para a estrutura de controle proposta operando com o MSIP a vazio apresenta coerência com os resultados de simulação correspondentes a estes vistos no Capítulo 3. Assim, confirma-se experimentalmente a funcionalidade deste sistema para a operação do MSIP a vazio. Realiza-se agora a análise do comportamento da estrutura de controle proposta quando submetido à aplicação de uma carga  $\tau_l$  desconhecida ao eixo do rotor. Da mesma forma que nos resultados de simulação apresentados no Capítulo 3, nas Figuras que seguem, um *flag* acionado pelo usuário ativa a rampa de aceleração de 0 a 90 rad/s de  $\omega_{ref}$  em um instante  $t$  qualquer. Além disso, em outro instante  $t$ , depois de o MSIP atingir o regime permanente de velocidade a 90 rad/s, é aplicado um degrau ao eixo do rotor. A Figura 62 mostra a resposta de  $\omega_{rm}$ ,  $\omega_r$  e  $\omega_{rK}$  à rampa de aceleração estabelecida por  $\omega_{ref}$  para a lei de controle VS-RMRAC. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,8$  s e o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 14$  s.

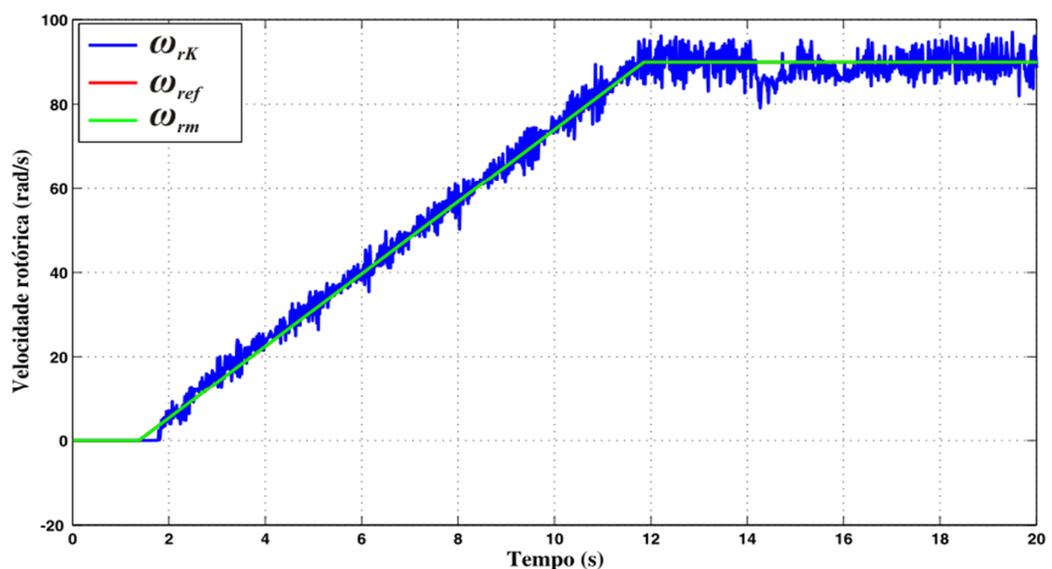


Figura 62. Resposta de velocidade em malha fechada, para o MSIP operando com adição de carga desconhecida, para  $\omega_r$ ,  $\omega_{rK}$  e  $\omega_{rm}$

A Figura 63 apresenta a resposta em malha fechada das correntes  $i_d$  e  $i_q$  à mesma rampa de aceleração para o MSIP operando com adição de carga e suas respectivas referências  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ . Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,8$  s e o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 12$  s.

A Figura 64 apresenta o erro de rastreamento  $e_1$  da velocidade rotórica para o MSIP operando com adição de carga. Nesta, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,8$  s e o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 14$  s.

A Figura 65 apresenta os erros de rastreamento  $e_d$  e  $e_q$  das correntes estatóricas para o MSIP operando com adição de carga. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,8$  s e o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 14$  s.

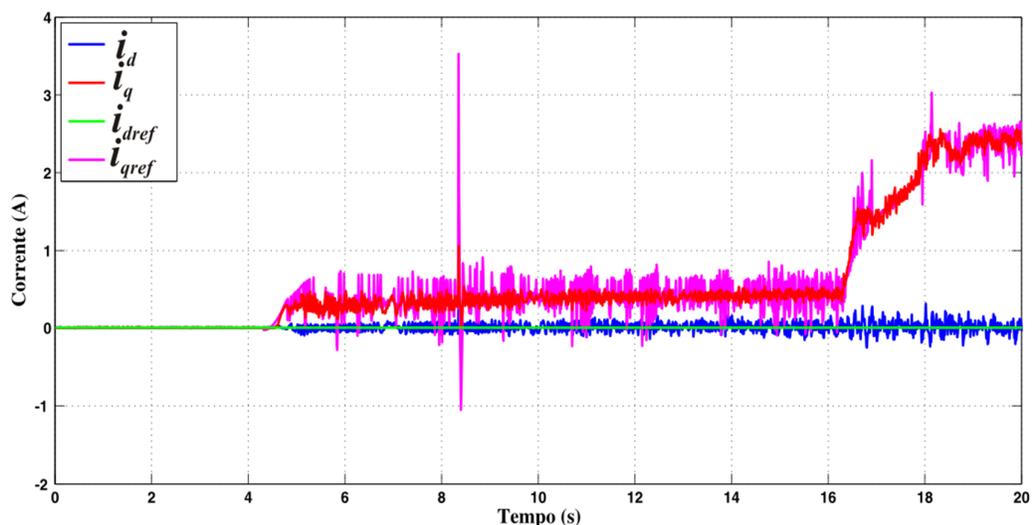


Figura 63. Resposta de  $i_d$  e  $i_q$  para o MSIP operando com adição de carga desconhecido e suas respectivas referências,  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$

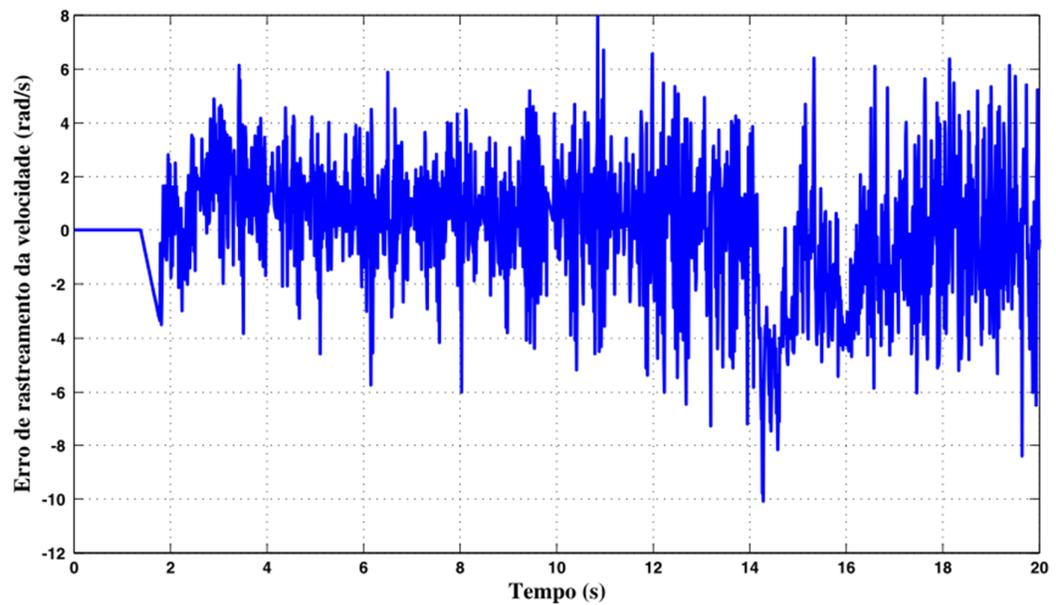


Figura 64. Erro de rastreamento  $e_1$  para o MSIP operando com adição de carga desconhecida

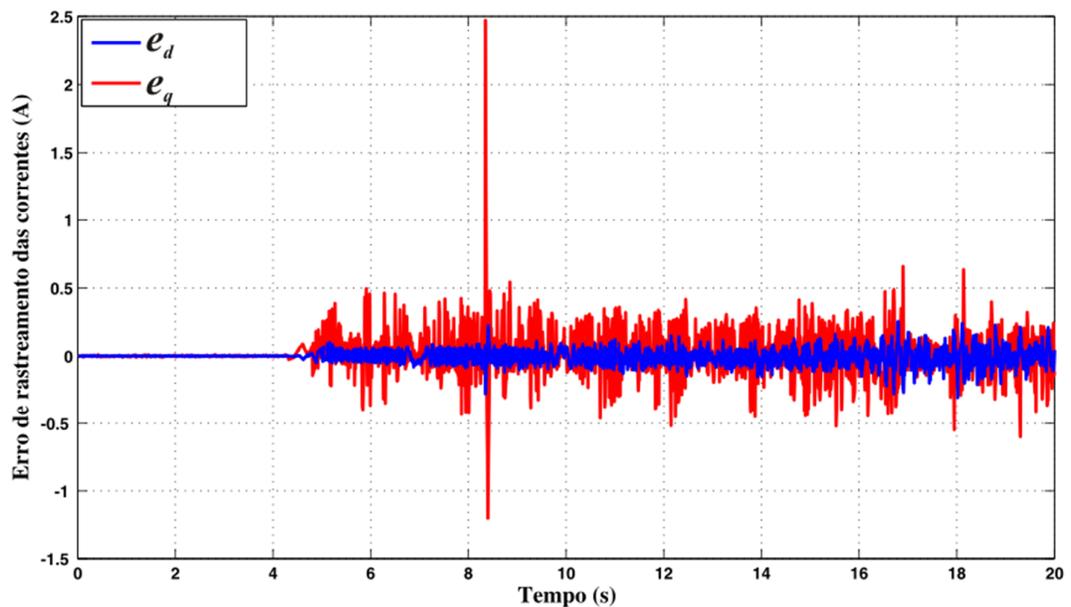


Figura 65. Erros de rastreamento  $e_d$  e  $e_q$  para o MSIP operando com adição de carga desconhecida

A Figura 66 apresenta a evolução dos parâmetros da lei de controle VS-RMRAC para o MSIP operando a vazio. Nota-se nesta Figura que todos os parâmetros foram inicializados em zero. Nesta Figura, o *flag* foi acionado no instante  $t = 1,7$  s o degrau de carga foi aplicado no instante  $t = 15$  s.

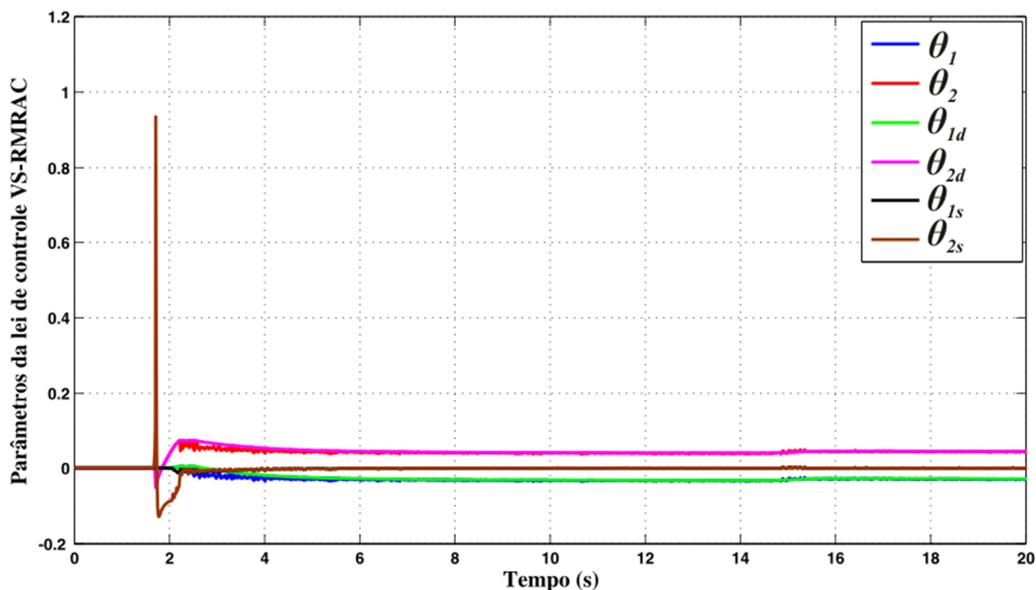


Figura 66. Evolução dos parâmetros do controlador VS-RMRAC para o MSIP operando com adição de carga desconhecida

As observações realizadas para o caso do MSIP operando a vazio (Figuras 56 a 61) também são válidas para o caso do motor operando com adição de carga (Figuras 62 a 66). Além disso, observa-se na Figura 61 que, após a adição do torque de carga, o erro de rastreamento sofre uma considerável elevação, que logo é compensada em aproximadamente 1 segundo. Nota-se, na Figura 63, que a corrente  $i_q$  sofre uma elevação significativa após a aplicação do torque de carga. Isto ocorre devido ao distúrbio de carga aplicado ao MSIP, o que era esperado, já que  $i_d$  é controlado em zero e, portanto, o torque elétrico da máquina passa a ser uma relação linear de  $i_q$ . Conforme observado na Figura 64, o resultado obtido para a corrente  $i_q$  demonstra que a mesma apresenta comportamento semelhante àquele visto no Capítulo 3 para a mesma frente à adição de um degrau de torque. De uma forma geral, pode-se concluir que os resultados apresentados para o MSIP operando sob carga apresentam coerência com aqueles mostrados nas Figuras 23 a 24 (Capítulo 3). Uma vez que os parâmetros reais da máquina são considerados desconhecidos e podem variar temporalmente, pode-se afirmar que a estrutura proposta apresenta robustez a variações e incertezas paramétricas. Isto é válido para o MSIP operando a vazio e com imposição de carga.

A fim de obter uma validação para as medidas de corrente obtidas, realizou-se mais uma vez o mesmo ensaio para o MSIP operando sob carga para obter as Figuras 62-66. Deste novo ensaio, extraiu-se um sinal corrente da corrente  $i_q$  para o MSIP operando sob carga,

conforme pode ser visto na Figura 67. Neste ensaio também foi medida uma das correntes de fase fornecidas pelo inversor, com o uso de um osciloscópio modelo DPO3034 da Tektronix® e uma ponteira modelo TCP0150 da mesma empresa. O resultado desta medição é apresentado na Figura 68. A escala vertical é dada em 0,5 A/divisão e a escala horizontal em 4 s/divisão. O espaço entre as duas linhas verticais vermelhas identifica o intervalo de 20 segundos que compreende a Figura 66. Conforme esperado, verifica-se que a amplitude da corrente  $i_q$ , na Figura 67 corresponde à amplitude da corrente alternada de fase na Figura 68.

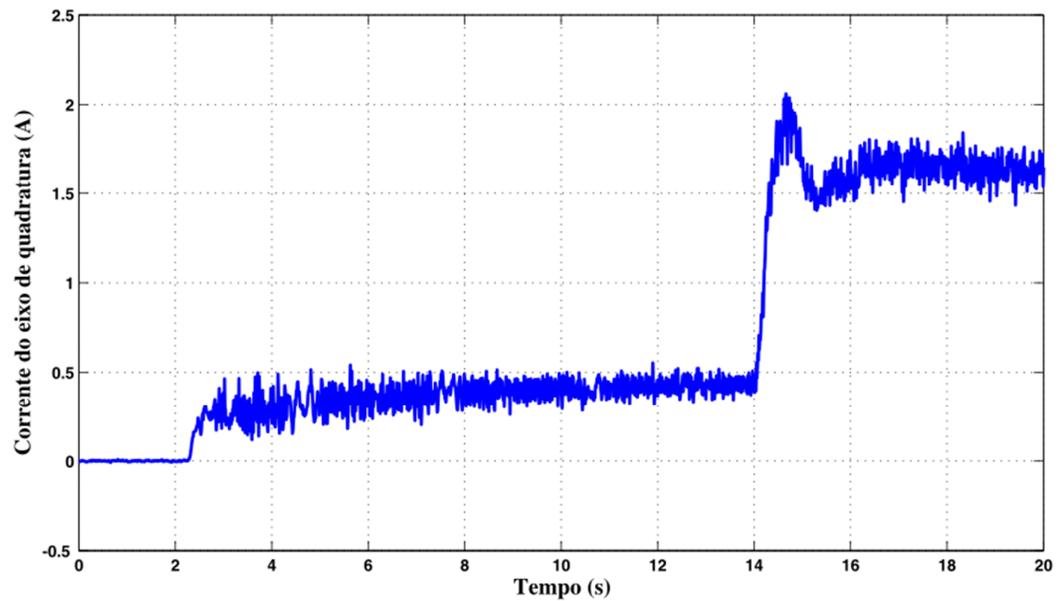


Figura 67. Corrente  $i_q$  para o MSIP operando com adição de carga desconhecida

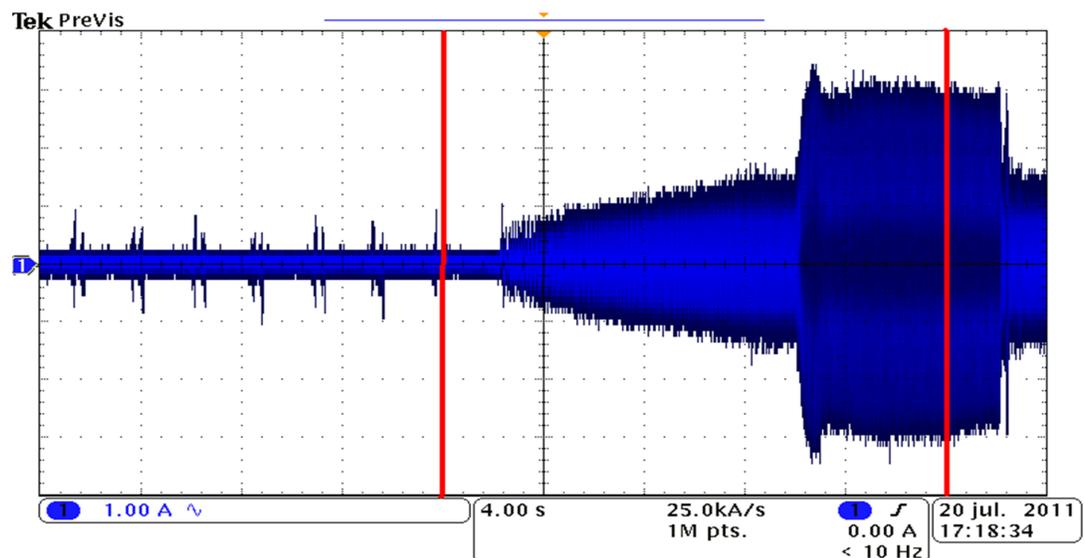


Figura 68. Corrente estatórica de fase (validação da Figura 66)

## 5.4 Sumário do Capítulo

Neste capítulo a estrutura da bancada de ensaios utilizada para a obtenção dos resultados experimentais. As características básicas de cada um dos componentes desta estrutura são apresentadas e descritas: o sistema de aquisição e controle (cujo elemento principal é o DSP TMS320F2812), o sistema de medida da posição, o sistema de medida das correntes estáticas e as características do inversor e do MSIP utilizados. Segue a isso a apresentação dos resultados experimentais referentes à implementação da estrutura de controle vetorial de velocidade proposta no Capítulo 3 deste trabalho. O algoritmo de controle foi implementado utilizando-se a linguagem C/C++ em aritmética de ponto fixo. Alguns pontos do código foram implementados em ponto flutuante. Entretanto, não é conveniente utilizar esta aritmética na maior parte do código, pois o DSP utilizado não comportaria a execução de um código escrito desta maneira.

Os resultados experimentais apresentados foram obtidos projetando-se a estrutura de controle com os mesmos parâmetros de projeto e com o mesmo procedimento apresentado no Capítulo 3. Embora seja considerado que os parâmetros reais do MSIP sejam aqueles especificados no conjunto 1 da Tabela 8, reconhece-se que os mesmos podem variar temporalmente. Portanto, os parâmetros do MSIP foram considerados desconhecidos. A referência escolhida para posição angular do MSIP é uma rampa de aceleração de 11 segundos de 0 a 90 rad/s. São apresentados resultados experimentais para os casos em que o MSIP opera a vazio e com adição de um degrau de carga desconhecido ao eixo do rotor. Em ambos os casos a estrutura de controle proposta mostrou-se funcional e robusta a incertezas e possíveis variações paramétricas. Os sinais de corrente medidos pela instrumentação apresentam níveis significativos de ruído, que influenciam a qualidade de outros sinais envolvidos na operação da estrutura de controle proposta. Entretanto, isso não afeta o desempenho do sistema. No caso em que foi considerada a adição de carga, observa-se que a estrutura de controle proposta compensa, por meio da elevação do nível da corrente  $i_q$ , o distúrbio de carga imposto, conforme esperado. Nota-se também que a parcela VS dos parâmetros da lei VS-RMRAC acelera o processo de adaptação destes últimos.

## 6. CONCLUSÃO

### 6.1 Síntese do Trabalho e Conclusões

Esta dissertação tem como principal contribuição a proposição de duas estruturas de controle vetorial para o servocontrole de motores síncronos de ímãs permanentes (MSIP's) baseada na lei de controle VS-RMRAC (*Variable Structure Robust Model Reference Adaptive Control* – Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência com Estrutura Variável). Esta lei de controle ainda não havia sido aplicada ao controle de MSIP's. Ambas as estruturas apresentadas destinam-se ao controle da velocidade rotórica do MSIP e à regulação da posição angular do mesmo. Cada uma destas é constituída por uma malha interna PI (proporcional-integral) que controla as correntes estatóricas (e portanto o vetor de fluxo no entreferro) e uma malha externa VS-RMRAC que controla a velocidade ou a posição do MSIP. Para o caso do controle de velocidade é utilizado o Filtro de Kalman, a fim de realimentar o sinal de velocidade observado (a partir de um sinal de posição obtido por meio de um *encoder* absoluto) à lei de controle VS-RMRAC. Na estrutura de controle de posição angular, esta é realimentada ao controlador VS-RMRAC a partir das medidas obtidas por meio do *encoder*.

A lei de controle *VS-RMRAC*, conforme (STEFANELLO, 2010), é uma modificação do tempo contínuo para o discreto da lei de controle proposta por (NARENDRA, BOSKOVIC, 1992). O controlador VS-RMRAC consiste na combinação de duas abordagens de controle distintas: é uma lei de controle RMRAC (*Structure Robust Model Reference Adaptive Control* – Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência) que contém um elemento de estrutura variável (VS – *Variable Structure*), presente no cálculo dos ganhos adaptativos da mesma. A lei de controle RMRAC é formada por ganhos adaptativos obtidos no contexto do controle adaptativo direto por modelo de referência tradicional. O elemento VS acelera o processo de adaptação dos ganhos do controlador sem comprometer a robustez deste. Esta lei de controle traz, potencialmente, inúmeras vantagens para o servocontrole de

MSIP's do ponto de vista do contexto de mercado em que se encontram estes motores. Além disso, a mesma tem critérios de estabilidade e robustez bem definidos para a implementação em tempo discreto. A metodologia de projeto para ambas as estruturas de controle é apresentada. São destacadas as particularidades do projeto para cada um dos casos. Tais peculiaridades se devem principalmente ao fato de que a planta mecânica é vista como sendo de primeira ordem no caso do controle de velocidade e como de segunda ordem no caso do controle de posição. Para ambas as estruturas de controle foram apresentados resultados de simulação.

Os resultados de simulação para as propostas de esquemas de controle (velocidade e posição) levaram em conta a possibilidade de o projetista não ter um conhecimento apurado dos parâmetros elétricos e mecânicos do MSIP. Para tanto, foram considerados dois conjuntos de valores para os parâmetros do MSIP. Um deles foi obtido por meio de ensaios e foi considerado como sendo o conjunto de parâmetros reais do mesmo. Na simulação de ambos os sistemas, este primeiro conjunto foi usado para simular o modelo dinâmico do motor. O segundo conjunto de valores reflete o conhecimento do projetista em relação à planta. Estes dados foram utilizados para o projeto de todos os elementos de ambas as estruturas de controle: a malha interna PI de correntes e a malha, a malha externa VS-RMRAC (de velocidade ou posição) e o Filtro de Kalman (no caso do controle de velocidade). Tal procedimento foi executado a fim de verificar a robustez do sistema frente a incertezas paramétricas e mesmo a erros de projeto.

Os resultados de simulação para o caso do controle de velocidade foi obtido através da implementação C/C++ executado pelo DSP (*Digital Signal Processor* – Processador Digital de Sinais) de ponto fixo TMS320F2812 da Texas Instruments®. Estes resultados atestam que os resultados obtidos para a estrutura de controle velocidade proposta mostra-se funcional e robusta diante de incertezas paramétricas e/ou erros de projeto. Ou seja, o erro de rastreamento da velocidade rotórica,  $e_l$ , mantém-se baixo ou nulo durante a maior parte do tempo para o MSIP operando a vazio e com adição de um degrau de carga. No caso em que o MSIP é acionado com adição de um degrau carga,  $e_l$  chega a se elevar de forma significativa. Entretanto, este é logo compensado pelo aumento da corrente de eixo de quadratura,  $i_q$ . Outra conclusão importante foi obtida por meio da observação destes resultados: a parcela VS dos parâmetros da lei VS-RMRAC acelera o processo de adaptação destes últimos sem prejudicar a robustez do sistema, conforme esperado. Além disso, o sistema apresenta bom desempenho mesmo com a inicialização dos parâmetros da lei VS-RMRAC em zero. Também é comprovado que há correspondência entre a velocidade observada pelo Filtro de Kalman,  $\omega_{rK}$ ,

e a velocidade angular de fato,  $\omega_r$ . De uma forma geral, pode-se afirmar que esta estrutura permite um relaxamento em termos de conhecimento prévio da planta, oferecendo, com isso, desempenho satisfatório diante de incertezas paramétricas e/ou erros de projeto.

Devido a limitações de tempo e do DSP disponível, apenas os resultados experimentais referentes à estrutura de servocontrole de velocidade foram apresentados. Devido a isso também não foi possível a implementação do sistema de controle de posição em DSP, mas apenas em ambiente Matlab<sup>®</sup>. Assim, o esquema de controle vetorial de posição teve seus resultados somente analisados no âmbito da simulação. Especula-se que utilizando um código totalmente escrito com aritmética de ponto flutuante este problema deve ser resolvido, o que não é possível com o uso do DSP TMS320F2812. Algumas conclusões válidas para o caso do controle de velocidade também são verdadeiras para o caso do controle de posição: o erro de rastreamento da posição angular,  $e_l$ , mantém-se baixo ou nulo durante a maior parte do tempo para o MSIP operando a vazio e com adição de um degrau de carga; a parcela VS dos parâmetros da lei VS-RMRAC acelera o processo de adaptação destes últimos sem prejudicar a robustez do sistema. Entretanto, o esquema de controle de posição não apresenta bom desempenho se os parâmetros da lei de VS-RMRAC são inicializados em zero. Assim, se faz necessário um procedimento para a obtenção de valores iniciais adequados - vide Capítulo 4. Pode-se inferir disto que a estrutura de controle de posição é mais limitada em termos de relaxamento do conhecimento do projetista referente à planta do que o esquema de controle de velocidade.

Para a obtenção dos resultados experimentais, foi utilizada uma bancada de testes composta por um sistema de aquisição de dados e implementação da lei de controle, pelos sistemas de medição de corrente e de posição angular, por um inversor de frequência e por um MSIP modelo SWA 56-7.0-30 da WEG<sup>®</sup>. Os ensaios experimentais realizados para o esquema de controle de velocidade corroboraram os resultados de simulação obtidos para a mesma, apresentado as mesmas características qualitativas de comportamento verificadas no Capítulo 3. Afirma-se isto pois verificou-se coerência entre os dois conjuntos de resultados. Entre a análise dos resultados de simulação e dos resultados experimentais, contudo, observam-se algumas diferenças notáveis. Em primeiro lugar, há que se considerar que num MSIP real, os parâmetros elétricos e mecânicos da mesma podem estar sujeitos a variações. Assim, o bom desempenho da estrutura de controle nos ensaios experimentais pode indicar a robustez deste sistema a variações paramétricas. Em segundo lugar, as correntes estatóricas medidas apresentaram um grau de ruído considerável que afetou outros sinais atuantes no sistema, tais como a velocidade observada pelo Filtro de Kalman,  $\omega_{rK}$  e a referência de

corrente  $i_{qref}$ . Entretanto, foi verificado que isso não afeta o desempenho da estrutura de controle, dado que a posição observada pelo Filtro de Kalman,  $\theta_{rK}$ , rastreia a posição medida pelo encoder,  $\theta_r$ . Observa-se também que  $\theta_{rK}$  e  $\theta_r$  apresentam-se coerentes com o sinal  $\omega_{rK}$ . Por fim, este sistema demonstrou que é capaz de compensar distúrbios provenientes da aplicação de cargas desconhecidas ao eixo do motor.

Pode-se afirmar que ambos os esquemas de controle propostos apresentam potencial para serem empregados pela indústria no servoacionamento de MSIP's. Os resultados experimentais e de simulação apresentados apontam que ambos os sistemas atendem importantes requisitos de operação em malha fechada do MSIP nas suas aplicações típicas: baixo erro de rastreamento tanto em regime transitório quanto em regime permanente e robustez a incertezas paramétricas; bom desempenho frente a potenciais erros de projeto, dispensando a necessidade de um conhecimento apurado dos parâmetros elétricos e mecânicos da planta. Além disso, a tarefa de projetar o servocontrole VS-RMRAC encontra-se facilitada pelo fato de todo o projeto do mesmo ser realizado no domínio discreto. O fato de a análise de estabilidade robusta desta lei de controle ser bem definida em tempo discreto na literatura também pode contribuir para sua aceitação na indústria.

Algumas limitações verificadas para as estruturas de controle propostas podem ser ressaltadas. Primeiramente, apesar de ambos os sistemas terem apresentado robustez a incertezas paramétricas e a potenciais erros de projeto não foram estabelecidos limites para que estes se mantenham funcionais sob essas condições. Ou seja, não foi realizada uma análise de estabilidade robusta para as estruturas de controle propostas que inclua os seus outros elementos constituintes, além da lei de controle VS-RMRAC (tais como a malha interna de corrente e o Filtro de Kalman). Além disso as estruturas de controle propostas não utilizam técnicas *sensorless* (sem sensores mecânicos) para a realimentação da velocidade e da posição angular. A necessidade do uso do *encoder* pode limitar a aplicabilidade destes sistemas em aplicações com limitações espaciais (como, por exemplo, em aplicações automotivas). Além disso, o uso de *encoders* aumenta o custo total do sistema. Por fim, nota-se que é válido o estudo de estratégias que melhorem o desempenho de ambos as estratégias de controle sob a ação de cargas externas. Apesar da rápida compensação de distúrbios, o erro de rastreamento dos controladores de velocidade e de posição assumem valores elevados em um pequeno intervalo de tempo.

## 6.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Para obtenção de melhor desempenho das estruturas de controle propostas, algumas sugestões para trabalhos futuros são feitas:

- **Implementação de um sistema de realimentação sem sensores mecânicos (*sensorless*):** A ausência *encoders* absolutos em ambos os sistemas, poderia ampliar ainda mais a aplicabilidade das estruturas de controle propostas e reduzir o custo total de implementação das mesmas;
- **Implementação das estruturas de controle propostas utilizando DSP's de ponto flutuante ou com discretização via Transformada Delta:** Especula-se que o uso de aritmética de ponto fixo ocasionou o insucesso na implementação experimental do esquema de controle de posição. Desta maneira, utilizar DSP's que possibilitem a implementação de todo o código em aritmética de ponto flutuante poderiam ser uma forma de resolver esta questão. Outra opção é manter a aritmética de ponto fixo e utilizar técnicas de discretização como a Transformada Delta, conforme visto em (NEWMAN; HOLMES, 2003) e (TAMBARA, 2010). Isto pode minorar potenciais problemas ocasionados pelo uso da aritmética de ponto fixo;
- **Estudos de estabilidade robusta para as estruturas de controle propostas:** Seria válido um estudo criterioso das condições de estabilidade para as estruturas de controle proposta, expandindo a análise além da lei de controle VS-RMRAC e abarcando os outros elementos do sistema. Com isso seria possível obter um entendimento mais apurado acerca das condições nas quais a estabilidade robusta do sistema pode ser garantida.
- **Melhora do desempenho transitório das estruturas de controle sob a aplicação de um torque de carga externo:** Embora os sistemas propostos tenham se mostrados eficientes e rápidos na compensação de cargas de torque externo, verifica-se que os erros transitórios podem ser minimizados. Isto pode ser alcançado, por exemplo, por métodos de estimação do torque de carga.

## ***REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS***

BARBI, I. *Teoria fundamental do motor de indução*, Florianópolis: Editora da UFSC, Eletrobrás, 1985. 234 p.

BLASCKKE, F. The principle of field orientation as applied to the new 'transvektor' closed-loop control systems for rotating-field machines. *Siemens Review*, v. 34, no. 5, p. 217-220, 1972.

BÓBAL, V. et al., *Digital self-tuning controllers*, Leipzig: Springer, 2005, 318 p.

CHANG, S-H et. al. Robust control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive systems. *IET Electric Power Applications*, v. 4, no. 6, p. 441-450, July 2010.

DATTA, A: Robustness of discrete-time controllers: an input-output approach. *IEE Transactions on Automatic Control*. v. 38, no. 12, p. 2245-22450, Dec. 2003.

DIAS, M. S. G. *Contribuição ao estudo do acionamento avançado do motor síncrono de ímãs permanentes*: abordagem baseada nos modos deslizantes de ordem superior. 2009. 182 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

EL-SOUSY, F. F. M. Robust adaptive  $H_{\infty}$  position control via a wavelet-neural-network for a dsp-based permanent-magnet synchronous drive system. *IET Electric Power Applications*, v. 4, no. 5, p. 333-347, May 2010.

GASTALDINI, C. C. *Controle de velocidade sensorless de motores de indução trifásicos sujeito a distúrbios de torque*. 2008. 139 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

GHAFAARI-KASHANI, A. R.; FAIZ, J.; YAZDANPANAHI, M. J. Integration of non-linear  $H^\infty$  and sliding mode control techniques for motion control of a permanent magnet synchronous motor. *IET Electric Power Applications*, v. 4, no. 4, p. 267-280, Apr. 2010.

GIERAS, J. F.; WANG, R.-J.; KAMPER, M. J. *Axial flux permanent magnet machines*. 2nd ed., Western Cape: Springer, 2004. 364 p.

GOLÉA, N.; GOLÉA, A.; KADJOU DJ, M. Robust MRAC adaptive Control of PMSM under general parameters uncertainties. In: *Industrial Technology 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006, p. 1533-1537.

HANSELMAN, D. C. *Brushless permanent magnet motor design*, [S.l.]: Mc-Graw Hill, 1994. p. 2.

HEMERLY, E. M. *Controle por computador de sistemas dinamicos*. 2. ed., Sao Paulo: Edgard Blücher, 2000. 249 p.

IOANNOU, P. A.; SUN, J.; *Robust model reference adaptive control*. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 1996, 848 p.

JAN, R.-M.; TSENG, C.-S.; LIU, R.-J. Robust PID control for permanent magnet motors: a genetic approach. *Electric Power Systems Research*, vol.78, no.7, p. 1161-1168, July 2008.

JIAN, Z.; XU HUI, W.; LILI, Z. Research of parameter self-learning fuzzy control strategy in motor control system for electric vehicles. In: *Electrical machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009, p. 1-5.

JIN, H.; LEE, M.; An RMRAC current regulator for permanent magnet synchronous motor based on statistical model interpretation. *IEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, no. 1, p. 169-177, Jan. 2009.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of electric machinery*. New York: IEEE Press, 1995. 564 p.

KRISHNAN, R.; *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. p. 519.

LAI, C-K; SHYU, K-K. A novel motor drive design for incremental motion system via sliding-mode control method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, no. 2, p. 499-507, Apr. 2005.

LIN, C-H.; LIN, C-P. Fuzzy neural networks for a permanent magnet synchronous motor drive system. In: *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009, p. 2718-2723.

MA, X.; FENG, L. Model reference adaptive control for permanent magnet synchronous motor servo system. In: *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008, p. 1483-1487.

MARTINS, O. S. *Comparação de técnicas de controle de velocidade sensorless aplicadas a motores de indução em plataformas DSP*. 2006. 138 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.

MELFI, M. J. et al. Permanent-magnet motors for energy savings in industrial applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, no. 5, p. 1360-1366, Sep./Oct. 2008.

MOHAMED, Y.A-R.I.; Adaptive self-tuning speed control for permanent magnet synchronous motor drive with dead-time. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. v. 21, no. 4, p. 855-862, Dec. 2006.

MORIMOTO, S. Trend of permanent magnet machines. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*. v. 2, no. 2, p. 101-108, Mar. 2007.

MUSTAFA, R.; IBRAHIM, Z.; LAZI, J. M. Sensorless adaptive control for PMSM drives. In: *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2010 4th International*. [S.l.: s.n.], 2010, p. 511-516.

NARENDRA, K. S.; ANNASWAMY, A. M. *Stable adaptive systems*. New Jersey: Prentice-

Hall, 1989. 494 p.

NARENDRA, K. S.; BOSKOVIC, J. D. A combined direct, indirect and variable structure method for robust adaptive control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 37, no. 2, p. 262-268, Feb. 1992.

NASAR, S. A.; BOLDEA, I.; UNNEWEHR, L. E. *Permanent magnet, reluctance and self-synchronous motors*. Boca Raton: CRC Press, 1993. 271 p.

OGATA, K.; *Discrete-time control systems*. 2nd ed., [S.l.]: Prentice-Hall, 1995. 745 p.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. v. 27, no. 5, p. 986-996, Sep/Oct. 1991.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives, part I: the permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*. v. 25, no. 2, p. 265-273, Mar./Apr. 1989.

PINHEIRO, H., et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. *SBA Controle e Automação*, v. 16, no.1, p. 13–14, jan./mar.2005.

PINHEIRO, H. et al. Space vector modulation for voltage-source inverters: a unified approach. In: *Industrial Electronics, IECON 2002, IEEE The 28th Annual Conference of the*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 23–29.

QIAN, W.; PANDA, S. K.; XU, J. X.; Speed ripple minimization in PM synchronous motor using iterative learning control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. v. 20, no. 1, p. 53-61, Mar. 2005.

SANJUAN, S. L. *Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters*. 2010. 114 f. Thesis (Master of Science in Electric Power Engineering) - Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2010.

SANT, A. V.; RAJAGOPAL, K. R. PM synchronous motor speed control using hybrid fuzzy-PI with novel switching functions. *IEEE Transactions on Magnetics*. v. 45, no. 10, p. 4672-4675, Oct. 2009.

SASTRY, S.; BODSON, M., *Adaptive control: stability, convergence and robustness*, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1989, 364 p.

SHIXIONG, Z.; YOUGUO, P. Model reference adaptive control application study in PM synchronous motor servo system. In: *Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS), 2009 2nd International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 428–432.

SPI. *Referencial guide: TMS320X281S, 280X DSP serial peripheral interface (SPI)*. [S.l.], Jun. 2002.

STEFANELLO, M. *Controle adaptativo robusto de estrutura variável por modelo de referencia aplicado a filtros ativos de potencia*. 2010. 124 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2010.

STEFANELLO, M.; PINHEIRO, H.; GRÜNDLING, H. Combined direct adaptive controller for a three-phase four-wire shunt active power filter. In: *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 719–724.

TAMBARA, R. V. Desenvolvimento de uma fonte de potencia CA para geracao de formas de onda de ate 2 kHz. 141 f. Dissertacao (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2010.

TEXAS. *Texas instruments: TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 - digital signal processors data manual*. literatura no: Sprs1741.[S.l.], Apr. 2001.

TEXAS. *Texas instruments: Iqmath library - a virtual floating point engine, module user guide c28x foundation software*. [S.l.], June 2002.

TURSINI, M.; PARASILITI, F.; ZHANG, D. Real-time gain tuning of PI controllers for

high-performance PMSM drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. v. 38, no. 4, p. 1018-1026, Jul./Aug. 2002.

UTKIN, V. I.; LEE, H. Chattering problem in sliding mode control systems. In: *Variable Structure Systems, 2006. VSS'06. International Workshop on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 346–350.

YU, H.; WEI, Q.; WANG, D. Adaptive speed control for PMSM drive based on neuron and direct MRAC method. In: *Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 8117–8121.

# ***APÊNDICE A – MODELAGEM DO MSIP***

## **A.1 Considerações Gerais**

Neste Apêndice, é apresentada de forma mais detalhada que no Capítulo 2 a obtenção do modelo dinâmico do MSIP num referencial síncrono  $dq$  a partir do modelo trifásico convencional. Em termos de controle vetorial, tal forma de modelagem é necessária, pois no modelo trifásico convencional, as grandezas estatóricas estão referenciadas em um referencial estacionário enquanto as variáveis rotóricas estão referenciadas em um referencial girante com a velocidade do rotor. A consequência disso é que as indutâncias estatóricas apresentam uma dependência temporal, o que torna complexa a solução das equações dinâmicas do MSIP. Com o uso da transformação adequada entre sistemas de coordenadas se torna possível a conversão de todo o sistema dinâmico em um referencial bifásico. Em um segundo momento, com o uso de uma segunda transformação matricial, descreve-se o MSIP em um referencial de eixos girantes na velocidade do rotor. Depois desta última operação, o modelo do MSIP passa a ter suas variáveis elétricas descritas em sinais CC em regime permanente, tal qual um motor CC. Entretanto, disso surgem acoplamentos entre as equações das correntes estatóricas, o que não ocorre em uma máquina CC. Por razões inerentes aos objetivos específicos da estrutura de controle proposta, ao final destes procedimentos o modelo do MSIP descreve a dinâmica dos seguintes estados: posição rotórica ( $\theta_r$ ), velocidade rotórica ( $\omega_r$ ) e correntes de eixo direto ( $i_d$ ) e de quadratura ( $i_q$ ). A transformação que converte as equações do referencial trifásico tradicional para o referencial bifásico é conhecida na literatura como transformada de Clarke e a segunda

transformação é chamada transformada de Park – vide (BARBI, 1985). Ressalta-se que, em qualquer um dos referenciais, considera-se a estrutura construtiva do MSIP, a qual caracteriza-se principalmente pela presença de ímãs no rotor no lugar de bobinas. Assim, não é considerada a existência de dinâmica elétrica no rotor.

## A.2 Transformada Trifásico-Bifásica: Transformada de Clarke

A partir das leis físicas que regem a dinâmica de circuitos elétricos, pode-se obter a seguinte equação matricial para os enrolamentos trifásicos:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_a \\ \dot{\varphi}_b \\ \dot{\varphi}_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Na equação (A.1) tem-se que  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  são as tensões trifásicas estatóricas do MSIP e  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são as correntes estatóricas do mesmo.  $R_s$  é a resistência estatórica do MSIP e  $\varphi_a$ ,  $\varphi_b$ ,  $\varphi_c$ , são os fluxos estatóricos do mesmo. Fica estabelecido nesta dissertação que o ponto sobre vetores (como apresentado em (A.1)), matrizes ou variáveis escalares indica derivadas sobre as mesmas. De uma forma mais compacta (A.1) pode ser escrita da forma que segue:

$$[v_{s3}] = [R_{s3}][i_{s3}] + [\dot{\varphi}_{s3}] \quad (\text{A.2})$$

Em (A.2), tem-se que:

$$[v_{s3}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, [R_{s3}] = \begin{bmatrix} R_{s3} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s3} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{bmatrix}, [i_{s3}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\dot{\varphi}_{s3}] = \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_a \\ \dot{\varphi}_b \\ \dot{\varphi}_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Considerando que  $M_{ab}$ ,  $M_{ac}$  e  $M_{bc}$  são as indutâncias mútuas entre as respectivas fases do estator, pode-se escrever a equação matricial do fluxo estatórico como sendo:

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Em (A.4), tem-se que  $\varphi_{ar}$ ,  $\varphi_{br}$  e  $\varphi_{cr}$  são os fluxos rotóricos do MSIP nas suas três fases. Devido à consideração de que a distribuição da indução magnética no entreferro é senoidal, obtém-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{aligned} \varphi_{ar} &= \varphi_{srm} \cos(\theta) \\ \varphi_{br} &= \varphi_{srm} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{cr} &= \varphi_{srm} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Sendo  $\varphi_{srm}$  o máximo fluxo concatenado com as fases do rotor e  $\theta$  a posição angular elétrica dos fluxos, tensões e correntes estatóricas, a forma compacta da equação (A.5) pode ser escrita da seguinte forma:

$$[\varphi_{s3}] = [L_{s3}] [i_{s3}] + [\varphi_{sr}] \quad (\text{A.6})$$

Em (A.6), tem-se que:

$$[\varphi_{sr}] = [\varphi_{ar} \quad \varphi_{br} \quad \varphi_{cr}]^T \quad (\text{A.7})$$

Ao se considerar a variação da relutância na direção radial do rotor, conforme ocorre nas máquinas síncronas convencionais de pólos salientes, as indutâncias próprias e mútuas podem ser modeladas em função do ângulo de deslocamento elétrico  $\theta$ , conforme as equações abaixo. Aqui se considera um MSIP com um número qualquer de pares de pólos. Caso fosse considerada uma máquina com apenas dois pares de pólos no lugar do ângulo elétrico poder-se-ia considerar o próprio ângulo da posição rotórica  $\theta_r$ , assim como é apresentado em (DIAS, 2009) e (KRAUSE; WAZYNCZUK; SUDHOFF, 1995).

$$\begin{aligned}
L_a &= L_s + L_m \cos 2(\theta + \pi / 2) \\
L_b &= L_s + L_m \cos 2(\theta - \pi / 6) \\
L_c &= L_s + L_m \cos 2(\theta + \pi / 6) \\
M_{ab} &= -L_s / 2 + L_m \cos 2(\theta + \pi / 6) \\
M_{ac} &= -L_s / 2 + L_m \cos 2(\theta - \pi / 6) \\
M_{bc} &= -L_s / 2 + L_m \cos 2(\theta - \pi / 2)
\end{aligned} \tag{A.8}$$

Com a definição das equações eletromagnéticas que descrevem o comportamento dos MSIP's, pode-se, com isso, fazer a aplicação da transformação bifásico-trifásica nas equações estáticas. Desta forma, o estator trifásico é modelado como um equivalente bifásico, com eixos num referencial estacionário. A matriz de transformação, conhecida como transformada de Clarke ou transformação  $\alpha\beta$ , utilizada para tal é a dada a seguir (SANJUAN, 2002):

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{A.9}$$

Esta matriz é simétrica e descreve uma transformação invariante em amplitude – vide (SANJUAN, 2002). Com esta transformação a amplitude dos sinais senoidais de corrente, tensão e fluxo se mantêm inalteradas ao passar do referencial trifásico para o bifásico. Aplicando  $K$  na equação (A.2), obtém-se:

$$K[v_{s3}] = K[R_{s3}][i_{s3}] + K[\dot{\varphi}_{s3}] \tag{A.10}$$

Tal relação de transformação permite escrever:

$$K[i_{s3}] = [i_{s20}] \quad (\text{A.11})$$

Em (A.11) tem-se que:

$$[i_{s20}] = [i_\alpha \quad i_\beta \quad i_0]^T \quad (\text{A.12})$$

Em (A.12), tem-se que  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  são correntes referenciadas em um sistema de eixos ortogonais entre si e estacionários. Estes eixos são aqui denominados como  $\alpha$  e  $\beta$ . A corrente  $i_0$  é a corrente de seqüência zero. Se for assumido que a máquina é simétrica e equilibrada, então se pode considerar que tanto a corrente de seqüência zero quanto a tensão de seqüência zero ( $v_0$ ) são nulas. Assim, pode se definir um novo vetor de corrente de estator no referencial bifásico estacionário  $i_{s2}$ , como  $[i_{s2}] = [i_\alpha \quad i_\beta]^T$ . Se a mesma operação realizada em (A.11) para a matriz  $[i_{s20}]$  for realizada para  $[R_{s3}]$  se observará que a identidade abaixo é válida:

$$K[R_{s3}]K^{-1} = [R_{s3}] \quad (\text{A.13})$$

A validade da equação (A.13) vem do fato de que  $[R_{s3}]$  é uma matriz proporcional à identidade. Considera-se  $[R_{s2}]$  uma sub-matriz 2x2 da matriz  $[R_{s3}]$ . Desta forma, pode-se escrever:

$$[v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + [\dot{\varphi}_{s2}] \quad (\text{A.14})$$

Em (A.14) tem-se que:

$$[v_{s2}] = [v_\alpha \quad v_\beta]^T, [\varphi_{s2}] = [\varphi_\alpha \quad \varphi_\beta], [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

Observa-se que, a fim de preservar a concordância dimensional da equação (A.14),  $[v_{s2}]$  e  $[\varphi_{s2}]$  são também sub-matrizes (2x2) das matrizes  $[v_{s3}]$  e  $[\varphi_{s3}]$ , nas quais as respectivas componentes de seqüência zero são excluídas. Da mesma forma, se a transformação  $K$  for aplicada na equação (A.6) da mesma forma em que houve aplicação na equação (A.2), obtém-se o seguinte resultado:

$$K[\varphi_{s3}] = K[L_{s3}][i_{s3}] + K[\varphi_{sr}] \quad (\text{A.16})$$

Utilizando a relação em (2-11) tem-se que:

$$K[\varphi_{s3}] = K[L_{s3}]K^{-1}[i_{s2}] + K[\varphi_{sr}] \quad (\text{A.17})$$

Assim, a equação no referencial bifásico para o fluxo é finalmente obtida:

$$[\varphi_{s2}] = [L_{s2}][i_{s2}] + \varphi_{r2}[M_{\theta}] \quad (\text{A.18})$$

Em (A.18), tem-se as seguintes identidades válidas:

$$\begin{aligned} \varphi_{r2} &= \varphi_{srm} \\ M_{\theta} &= [\cos\theta \quad \text{sen}\theta]^T \\ [L_{s2}] &= K[L_{s3}]K^{-1} = \begin{bmatrix} 1,5L_s + 1,5L_m - 3L_m \cos^2\theta & -3L_m \cos\theta \text{sen}\theta \\ -3L_m \cos\theta \text{sen}\theta & 1,5L_s - 1,5L_m + 3L_m \cos^2\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Substituindo-se (A.18) em (A.10) obtém-se:

$$[v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + [L_{s2}][\dot{i}_{s2}] + [L_{s2l}]\dot{\theta}[i_{s2}] + [M_{\theta}]\dot{\theta}k_m \quad (\text{A.20})$$

Em (A.20), considera-se que as seguintes identidades são válidas:

$$\begin{aligned}
 k_m &= \varphi_{r2} \\
 [M_{\theta}] &= [-\sin\theta \quad \cos\theta]^T \\
 [L_{s2l}] &= \begin{bmatrix} 6L_m \sin\theta \cos\theta & 3L_m (\sin^2\theta - \cos^2\theta) \\ 3L_m (\sin^2\theta - \cos^2\theta) & -6L_m \sin\theta \cos\theta \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{A.21}$$

De (A.21), a equação dinâmica das correntes pode ser escrita da forma que segue:

$$[i_{s2}]^{\dot{}} = -[L_{s2}]^{-1} [R_{s2}] [i_{s2}] - [L_{s2}]^{-1} [L_{s2l}] \dot{\theta} [i_{s2}] - [L_{s2}]^{-1} [M_{\theta}] \dot{\theta} k_m + [L_{s2}]^{-1} [v_{s2}] \tag{A.22}$$

### A.3 Transformada de Rotação: Transformada de Park

Na Seção anterior foi obtido um modelo de uma máquina equivalente bifásica, onde as grandezas físicas do estator foram transformadas segundo um referencial bifásico ortogonal estacionário e as grandezas do rotor estão segundo seu referencial girante. Na próxima etapa, todas as grandezas da máquina são transformadas para um único referencial de eixos ortogonais fixados ao rotor. Na literatura, este sistema é conhecido como transformada  $dq$  ou transformada de Park – vide (KRAUSE; WAZYNCZUK; SUDHOFF, 1995) e (BARBI, 1995). A nomenclatura  $dq$  faz referência aos eixos diretos e de quadratura de uma máquina CC. Portanto, o MSIP passará a ser representado pelo modelo de uma máquina CC equivalente. A transformação do referencial  $\alpha\beta$  para o referencial  $dq$  é dada pelas seguintes equações, no caso das tensões  $\alpha\beta$ :

$$\begin{cases} v_d = v_{\alpha} \cos\theta + v_{\beta} \sin\theta \\ v_q = -v_{\alpha} \sin\theta + v_{\beta} \cos\theta \\ v_0 = v_0 \end{cases} \tag{A.23}$$

No formato matricial estas equações podem ser expressas da forma que segue:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta & 0 \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

A partir de (A.24), uma nova matriz de transformação é definida:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta & 0 \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

Considerando o sistema equilibrado tem-se que  $v_0 = 0$ . Portanto, a matriz em (A.25) pode ser reduzida da forma que segue:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

A mesma operação pode ser realizada para quaisquer grandezas elétricas do MSIP referenciadas nos eixos  $\alpha\beta$ , tais como  $[i_{s2}]$  e  $[\varphi_{s2}]$ . Todas estas variáveis, então passam a estar referenciadas a um sistema de eixos que giram na mesma velocidades do rotor e é alinhado ao eixo direto do mesmo, conforme apresentado na Figura 6. Aplicando-se a transformação em (A.26) à equação (A.20), obtém-se:

$$\Gamma[v_{s2}] = \Gamma[R_{s2}][i_{s2}] + \Gamma[L_{s2}][\dot{i}_{s2}] + \Gamma[L_{s2l}]\dot{\theta}[i_{s2}] + \Gamma[M_{\theta l}]\dot{\theta}k_m \quad (\text{A.27})$$

Por esta transformação de rotação, chega-se à seguinte identidade:

$$\begin{aligned} [i_{s2}] &= \Gamma^{-1}[i_{dq}] \\ [\dot{i}_{dq}] &= [i_d \quad i_q]^T \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

Derivando os dois lados de (A.28), obtém-se:

$$[\dot{i}_{s2}] = \dot{\Gamma}^{-1}[i_{dq}] + \Gamma^{-1}[\dot{i}_{dq}] \quad (\text{A.29})$$

Aplicando (A.26) e (A.29) em (A.27) o resultado é o que segue:

$$\Gamma[v_{s2}] = \Gamma[R_{s2}]\Gamma^{-1}[i_{dq}] + \Gamma[L_{s2}]\Gamma^{-1}[\dot{i}_{dq}] + \Gamma[L_{s2l}]\Gamma^{-1}\dot{\theta}[i_{dq}] + \Gamma[M_{\theta l}]\dot{\theta}k_m \quad (\text{A.30})$$

Para obter o valor das indutâncias de eixo direto e de quadratura,  $L_d$  e  $L_q$  respectivamente, realiza-se operação semelhante àquela empreendida na equação (A.30) para a obtenção de  $[L_{s2}]$ , conforme segue:

$$[L_{dq}] = \Gamma[L_{s2}]\Gamma^{-1} = \begin{bmatrix} 1,5(L_s - L_m) & 0 \\ 0 & 1,5(L_s + L_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

Devido ao fato de que  $[R_{s2}]$  é proporcional à matriz identidade 2x2 tem-se que a matriz de resistências estatóricas no sistema de eixos  $dq$ ,  $[R_{sdq}]$ , é dada por:

$$\Gamma[R_{s2}]\Gamma^{-1} = [R_{s2}] = [R_{sdq}] \quad (\text{A.32})$$

Substituindo os resultados de (A.31) e (A.32) em (A.30) e resolvendo os demais coeficientes desta última equação, obtém-se:

$$[v_{dq}] = [R_{sdq}][i_{dq}] + [L_{dq}]\dot{\theta}[i_{dq}] + [L_{dq}][\dot{i}_{dq}] + [L_{ldq}]\dot{\theta}[i_{dq}] + [M_{\theta dq}]\dot{\theta}k_m \quad (\text{A.33})$$

Em (A.33) tem-se que:

$$\begin{aligned} [v_{dq}] &= [v_d \quad v_q]^T \\ [L_{ldq}] &= \begin{bmatrix} 0 & -3L_m \\ -3L_m & 0 \end{bmatrix} \\ [M_{\theta dq}] &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.34})$$

A partir de (A.34), obtém-se a equação dinâmica das correntes estatóricas no referencial  $dq$ :

$$[\dot{i}_{dq}] = [LR_{dq}] [i_{dq}] + [LL_{dq}] \dot{\theta} + [LM_{dq}] k_m \dot{\theta} + [L_{dq}]^{-1} [i_{dq}] \quad (\text{A.35})$$

Em (A.35) tem-se que:

$$[LR_{dq}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, [LL_{dq}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, [LM_{dq}] = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{A.36})$$

Desta maneira, todas as equações de tensões e correntes em referenciais  $dq$  acabam por ser determinadas. Com relação à equação mecânica, inicia-se analisando a equação da potência elétrica absorvida pelo motor. Conforme apresentado em (PILLAY; KRISHNAN, 1989), as equações da potência elétrica absorvida pelo MSIP, em termos de variáveis  $dq$ , considerando uma transformação de Clarke invariante em amplitude:

$$P_{ot} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (\text{A.37})$$

Desenvolvendo (A.37) com base em (A.33), obtém-se:

$$P_{ot} = \frac{3}{2} (L_d i_d i'_d + L_q i_q i'_q + R_s (i_d^2 + i_q^2) + ((L_d - L_q) i_d + k_m) i_q \theta') \quad (\text{A.38})$$

Observa-se que a equação (A.38) é composta por três termos diferentes: a potência magnética ( $P_{mag}$ ) que se refere à energia magnética armazenada nos enrolamentos do estator, nos eixos direto e de quadratura da máquina CC equivalente ao MSIP; a potência de perdas por efeito Joule ( $P_j$ ) nas resistências estáticas ( $R_s$ ); a potência mecânica ( $P_m$ ), desenvolvida no eixo do rotor. Na equação (A.35), cada um destes termos é identificado da forma que segue:

$$\begin{aligned}
P_M &= \frac{3}{2}(L_d i_d i'_d + L_q i_q i'_q) \\
P_J &= \frac{3}{2}(R_s (i_d^2 + i_q^2)) \\
P_{mag} &= \frac{3}{2}((L_d - L_q) \dot{i}_d + k_m) \dot{i}_q \theta'
\end{aligned} \tag{A.39}$$

A velocidade angular mecânica  $\omega_r$  se relaciona à velocidade angular elétrica da seguinte maneira:

$$\omega = P \omega_r = \dot{\theta} \tag{A.40}$$

Em (A.40)  $P$  corresponde ao número de pares de pólos do MSIP. A partir das definições em (A.39) e (A.40) da relação mecânica entre conjugado e potência (TORO, 1994), tem-se que:

$$\begin{aligned}
\tau_e &= \frac{P_{mag}}{\omega_r} \\
\tau_e &= \frac{3}{2} P ((L_d - L_q) \dot{i}_d + k_m) \dot{i}_q
\end{aligned} \tag{A.41}$$

Em (A.41), define-se  $\tau_e$  como o torque elétrico desenvolvido pelo MSIP. Desta forma, a partir da segunda lei de Newton em sua forma rotacional, obtém-se a equação dinâmica para a velocidade deste motor:

$$J \dot{\omega}_r = \tau_e - B \omega_r - \tau_l \tag{A.42}$$

Em (A.39), tem-se que  $B$  é o coeficiente de atrito do MSIP e  $\tau_l$  é o torque da carga à qual o MSIP encontra-se submetido. Com isso, o modelo completo do MSIP pode ser definido da seguinte forma, a partir de (A.35) e (A.42). Uma notação mais tradicional para derivadas é utilizada abaixo:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\theta}{dt} &= \omega = P\omega_r = P \frac{d\theta_r}{dt} \\
 \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{\tau_e}{J} - \frac{B\omega_r}{J} - \frac{\tau_l}{J} \\
 \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{PL_q}{L_d}i_q\omega_r + \frac{v_d}{L_d} \\
 \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{PL_d}{L_q}i_d\omega_r - \frac{Pk_m}{L_q} + \frac{v_q}{L_q}
 \end{aligned}
 \tag{A.43}$$

Ressalta-se que em (A.43),  $\theta_r$  é a posição mecânica do MSIP. Figura que segue representa de forma gráfica o modelo dinâmico do MSIP apresentado em (2.40):

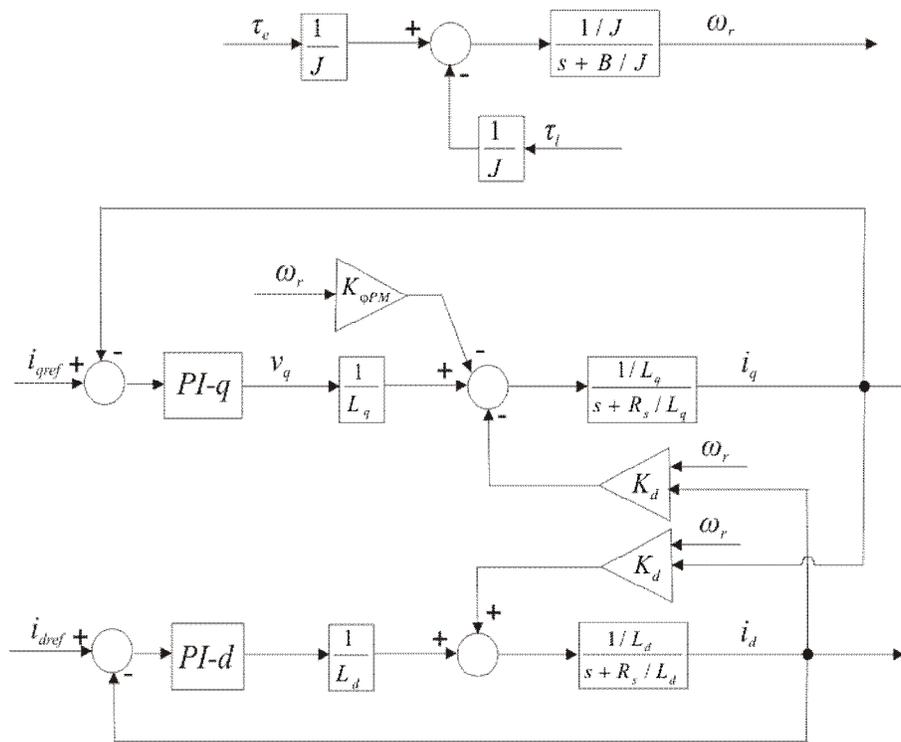


Figura A1. Representação gráfica do modelo dinâmico do MSIP

Na Figura A1, tem-se que  $PI-d$  e  $PI-q$  representam os controladores PI das correntes  $i_d$  e  $i_q$ . Além disso, as constantes  $K_d$ ,  $K_q$  e  $K_{\phi PM}$  são dadas pelas identidades que seguem. As equações em (A.44) são obtidas por meio da comparação da Figura 10 com as equações em (A.43).

$$\begin{aligned}
 K_d &= \frac{PL_q i_q \omega_r}{L_d} \\
 K_q &= \frac{PL_d i_d \omega_r}{L_q} \\
 K_{\varphi PM} &= \frac{P\varphi_{PM} \omega_r}{L_q}
 \end{aligned}
 \tag{A.43}$$

## A.4 Sumário

Este Apêndice apresentou a modelagem dinâmica do MSIP. O modelo foi inteiramente derivado a partir das equações dinâmicas elétricas trifásicas do motor. A estas foram aplicadas uma transformação  $\alpha\beta$  invariante em amplitude. Com isso a dinâmica elétrica do MSIP passou a ser descrita em termos de variáveis de corrente, tensão e fluxo senoidais bifásicas com defasagem de 90 (noventa) graus entre si. A isso seguiu a aplicação de uma transformação de Park. Isso fez com que o modelo da máquina passasse a ser descrito em um referencial de eixos ortogonais girantes e eliminou a dependência temporal das indutâncias do MSIP oriundas da modelagem trifásica do mesmo. A modelagem mecânica do motor foi realizada a partir do desenvolvimento das equações que descrevem de potência do mesmo. Com isso, este Apêndice estabelece uma modelagem para o MSIP adequada para o uso da estrutura de controle proposta.

# ***APÊNDICE B – ANÁLISE DE ESTABILIDADE DA LEI DE CONTROLE VS-RMRAC***

Este Apêndice apresenta, conforme comentado no Capítulo 3 deste trabalho, uma análise de estabilidade para o algoritmo VS-RMRAC, que é o componente principal das estruturas de controle propostas. A análise que é apresentada na seqüência é válida para a lei de controle VS-RMRAC para plantas controladas de quaisquer ordem, desde que respeitem as hipóteses  $H1$ ,  $H2$ ,  $H3$ ,  $H4$ ,  $H5$ ,  $H6$ ,  $H7$  – vide Capítulo 3. Conforme foi especificado no Capítulo 3, este Apêndice trata apenas da análise referente às condições da limitação dos parâmetros  $\theta_C$  da lei de controle VS-RMRAC. Aqui, a análise é realizada no sentido de Lyapunov (caso discreto) e o procedimento envolvido é baseado em (DATTA, 1993) e é apresentado em (STEFANELLO, 2010). Uma análise de estabilidade completa para a lei de controle VS-RMRAC é apresentada em (STEFANELLO, 2010) e leva em conta um estudo sobre a limitação dos sinais internos da lei de adaptação paramétrica – vide equações (3.28), (3.29), (3.30), (3.31) e (3.32).

Utilizando a simbologia apresentada no Capítulo 3, considera-se a função definida positiva:

$$V(k) = \frac{|\rho^*|}{\gamma_d} \sum_{i=1}^{2n_0} \Phi_{id}^2(k-1) + \frac{|\rho^*|}{\gamma_s} \sum_{i=1}^{2n_0} \theta_{is}^2(k-1) + \gamma^{-1} \tilde{\rho}^2(k) \quad (\text{B.1})$$

Ressalta-se que em (B.1),  $\Phi_{id} = \theta_{id} - \theta_{id}^* \cong \Phi_C$ . Para avaliar o comportamento da equação diferença

$$\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) \quad (\text{B.2})$$

ao longo das trajetórias de (3.28), (3.29), (3.30), inicialmente defini-se:

$$\begin{aligned} \Phi_{id}(k) &= \Phi_{id}(k-1) - \text{sgn } \rho^* \frac{\gamma_d e_a(k) \zeta_{id}}{\bar{m}^2(k)} \\ \theta_{is}(k) &= \lambda \theta_{is}(k-1) + \text{sgn}(\rho^*) \frac{\gamma_s e_a(k) \zeta_i(k) e_a(k-1) \zeta_i(k-1)}{\bar{m}^2(k) (|e_a(k-1) \zeta_i(k-1)| + \delta)} \\ \tilde{\rho}(k+1) &= \tilde{\rho}(k) - \frac{\gamma e_a(k) e_2(k)}{\bar{m}^2(k)} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Por substituição direta de (B.1) em (B.3) e como

$$\frac{e_a(k-1) \zeta_i(k-1)}{(|e_a(k-1) \zeta_i(k-1)| + \delta)} \leq 1 \quad (\text{B.4})$$

resulta

$$\begin{aligned}
\Delta V(k) &= \frac{|\rho^*|}{\gamma_d} \sum_{i=1}^{2n_0} \left( -2\Phi_{id}(k-1) \operatorname{sgn} \rho^* \frac{\gamma_d e_a(k) \zeta_i(k)}{\bar{m}^2(k)} + \frac{\gamma_d^2 e_a^2(k) \zeta_i^2(k)}{\bar{m}^2(k) \bar{m}^2(k)} \right) + \\
&\frac{|\rho^*|}{\gamma_s} \sum_{i=1}^{2n_0} \left( \frac{\gamma_s^2 e_a^2(k) \zeta_i^2(k)}{\bar{m}^2(k)} - 2\lambda \theta_{is}(k-1) \operatorname{sgn} \rho^* \frac{\gamma_s e_a(k) \zeta_i(k) e_a(k-1) \zeta_i(k-1)}{\bar{m}^2(k) (|e_a(k-1) \zeta_i(k-1)| + \delta)} \right) + \\
&\gamma^{-1} \left( -2\tilde{\rho}(k) \frac{\gamma e_a(k) e_2(k)}{\bar{m}^2(k)} + \frac{\gamma^2 e_a^2(k) e_2^2(k)}{\bar{m}^2(k) \bar{m}^2(k)} \right) - \frac{|\rho^*| (1-\lambda^2)}{\gamma_s} \theta_{is}^2(k-1)
\end{aligned} \tag{B.5}$$

Fatorando-se  $e_a / \bar{m}^2$  e dado que  $\operatorname{sgn} \rho^* |\rho^*|$ , de (B.5) tem-se que:

$$\begin{aligned}
\Delta V(k) &= -2\rho^* \frac{e_a(k)}{\gamma_d} \sum_{i=1}^{2n_0} \Phi_{id}(k-1) \zeta_i(k) - \\
&2\rho^* \lambda \frac{e_a(k)}{\gamma_d} \sum_{i=1}^{2n_0} \theta_{is}(k-1) \zeta_i(k) \frac{(k-1) \zeta_i(k-1)}{|e_a(k-1) \zeta_i(k-1)| + \delta} - 2\tilde{\rho}(k) \frac{e_a(k) e_2(k)}{\bar{m}^2(k)} + \\
&|\rho^*| \gamma_d \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \sum_{i=1}^{2n_0} \frac{\zeta_i^2(k)}{\bar{m}^2(k)} + |\rho^*| \gamma_s \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \sum_{i=1}^{2n_0} \zeta_i^2(k) + \gamma \frac{e_a^2(k) e_2^2(k)}{\bar{m}^2(k) \bar{m}^2(k)} - \\
&\frac{|\rho^*| (1-\lambda^2)}{\gamma_s} \sum_{i=1}^{2n_0} \theta_{is}^2(k-1)
\end{aligned} \tag{B.6}$$

Somando o termo  $2\mu\eta(k)e_a(k)/\bar{m}^2 - 2\mu\eta(k)e_a(k)/\bar{m}^2$  em (B.6) e fatorando  $e_a / \bar{m}^2$ , tem-se que:

$$\begin{aligned}
\Delta V(k) &= -2 \left[ \rho^* \frac{e_a(k)}{\gamma_d} \left( \sum_{i=1}^{2n_0} \Phi_{id}(k-1) + \frac{\lambda \theta_{is} \zeta_i(k) e_a(k-1) \zeta_i(k-1)}{|e_a(k-1) \zeta_i(k-1)| + \delta} + \tilde{\rho} e_2(k) \right) \right] \frac{e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} + \\
&|\rho^*| \gamma_d \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \sum_{i=1}^{2n_0} \frac{\zeta_i^2(k)}{\bar{m}^2(k)} + |\rho^*| \gamma_s \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \sum_{i=1}^{2n_0} \zeta_i^2(k) + \gamma \frac{e_a^2(k) e_2^2(k)}{\bar{m}^2(k) \bar{m}^2(k)} \\
&2\mu\eta(k) \frac{e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} - \frac{|\rho^*| (1-\lambda^2)}{\gamma_s} \sum_{i=1}^{2n_0} \theta_{is}^2(k-1)
\end{aligned} \tag{B.7}$$

De (3.27), o rearranjo de (B.7) resulta

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = & -2\left[\rho^* \Phi^T(k-1)\zeta(k) + \tilde{\rho}(k)e_2(k) + \mu\eta(k)\right] \frac{e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} + |\rho^*| \gamma_d \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \sum_{i=1}^{2n_0} \frac{\zeta_i^2(k)}{\bar{m}^2(k)} + \\ & |\rho^*| \gamma_s \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \sum_{i=1}^{2n_0} \zeta_i^2(k) + \gamma \frac{e_a^2(k)e_2^2(k)}{\bar{m}^2(k)\bar{m}^2(k)} + 2\mu\eta(k) \frac{e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} - \frac{|\rho^*|(1-\lambda^2)}{\gamma_s} \sum_{i=1}^{2n_0} \theta_{is}^2(k-1) \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Assim, de (3.24) tem-se que, a partir de (B.7)

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = & -\left(1 - \frac{|\rho^*|(\gamma_d + \gamma_s)\zeta^T(k)\zeta(k) + \gamma e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)}\right) \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)} - \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)} + 2\mu\eta(k) \frac{e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \\ & - \frac{|\rho^*|(1-\lambda^2)}{\gamma_s} \sum_{i=1}^{2n_0} \theta_{is}^2(k-1) \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Somando o termo  $\mu^2\eta^2(k)/\bar{m}^2 - \mu^2\eta^2(k)/\bar{m}^2$  e definindo  $\gamma_n$  como sendo o limite do termo  $\eta^2(k)/\bar{m}^2$ , de (B.8), pode-se escrever:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) \leq & -\left(1 - \frac{|\rho^*|(\gamma_d + \gamma_s)\zeta^T(k)\zeta(k) + \gamma e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)}\right) \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k)} - \frac{|\rho^*|(1-\lambda^2)}{\gamma_s} \sum_{i=1}^{2n_0} \theta_{is}^2(k-1) - \\ & \left(\frac{e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} - \mu \frac{\eta(k)}{\bar{m}^2(k)}\right)^2 + \mu^2\gamma_n \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Nota-se que quando  $\Delta V(k) > 0$ , os termos quadráticos negativos associados a  $\Phi_{id}$ ,  $\theta_{is}$  (e, conseqüentemente a  $\Phi$ , conforme visto em (3.27)) e  $\tilde{\rho}$  crescem até um limite superior  $V = \bar{V} \geq 0$ . Disto, se conclui que  $\Delta V(k) > 0$ . Portanto,  $V$  e em conseqüência  $\Phi$  e  $\tilde{\rho}$  são limitados. Isto por si só garante a limitação de  $\theta_C$ .