

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Estimação de posição e velocidade de uma máquina síncrona a ímã permanente

Eisenhaver de Moura Fernandes

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

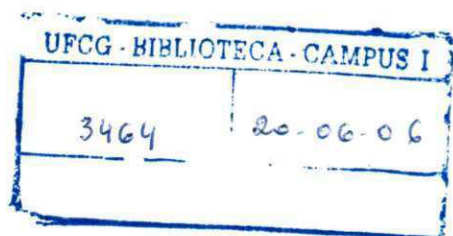
Orientadores:

Prof. Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.

Prof. Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing

Campina Grande

©Eisenhaver de Moura Fernandes, Fevereiro de 2006



FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

F363e Fernandes, Eisenhower de Moura
2006 Estimação de posição e velocidade de uma máquina síncrona a ímã permanente/ Eisenhower de Moura Fernandes. — Campina Grande, 2006.
124f.:il

Referências.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Orientadores: Antônio Marcus Nogueira Lima e Cursino Brandão Jacobina.

1— Máquinas elétricas 2— Máquinas de ímãs permanentes 3— Estimação de posição e velocidade I— Título

CDU 621.313.8

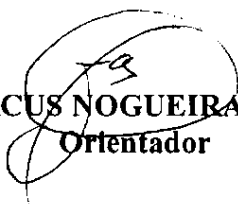
**ESTIMAÇÃO DE POSIÇÃO E VELOCIDADE DE UMA MÁQUINA SÍNCRONA A
ÍMÃ PERMANENTE**

EISENHAWER DE MOURA FERNANDES

Dissertação Aprovada em 24.02.2006



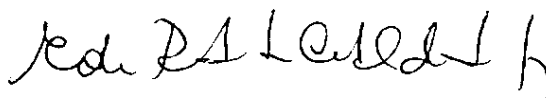
CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador



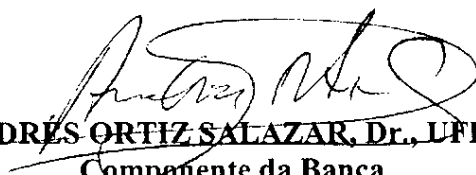
ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Orientador



MAURÍCIO BELTRÃO ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca



EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca



ANDRÉS ORTIZ SALAZAR, Dr., UFRN
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Fevereiro - 2006

Dedico este trabalho a meus pais, João Fernandes de Souza e Rita de Moura Alves Fernandes e aos meus irmãos, Eisenberg e Eisenglasy Nary de Moura Fernandes.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pelo dom da vida, sem o qual nada mais teria sentido e por tudo que Ele tem permitido que se realize. Serei eternamente grato por tudo que Ele me proporcionou: minha família, minha amada, meus amigos, minha vida.

Agradeço aos meus pais e aos dois meus irmãos pela presença constante e apoio incondicional em todas as etapas da minha vida.

Agradeço à Míriam Goldfarb pelo seu amor, companheirismo e paciência.

Agradeço aos meus orientadores Prof. Cursino Brandão Jacobina e Prof. Antonio Marcus Nogueira Lima, pela orientação, incentivo e confiança em todas as etapas do trabalho.

Agradeço aos demais professores que compõem o Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM): Prof. Edison Roberto Cabral da Silva, Prof. Talvanes Meneses Oliveira, Prof. Maurício Beltrão R. Corrêa e Prof. Alexandre Cunha Oliveira, pelo apoio e colaboração ao longo deste trabalho.

Agradeço a todos os meus amigos, em especial a Kleber Melo, Euzeli Cipriano, Isaac Freitas, Reginaldo Miranda, Patryckson Marinho, Osglay Izídio, Welflen Ricardo, Alberto Mascarenhas, Rafael Rocha, Wellington Lima, Darlan Fernandes, Clayton Ricarte, Antônio Soares, Aluísio Bento, Carlos Alberto, Fabricio Braga, Tomás Victor, e Jaidilson Jó pelo companheirismo e amizade constantes.

Agradeço aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), em especial as secretárias Ângela e Eleonora.

Agradeço ao Ministério de Ciência e Tecnologia (MCT), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e a WEG Automação pelo apoio financeiro para realização do trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre as características principais da máquina síncrona a ímã permanente com força contra-eletromotriz senoidal, referente ao modelo matemático da máquina e características de operação. Uma técnica para determinação dos parâmetros da máquina é proposta, com destaque para o levantamento do perfil das indutâncias fase-fase da máquina baseada na aplicação de pulsos de corrente. Os valores obtidos com o procedimento proposto são utilizados no sistema de controle da máquina.

Por outro lado, o sistema de acionamento e controle desse tipo de máquina exige o conhecimento preciso da posição do rotor, assim de faz necessário o emprego de sensores de posição tais como resolvers ou encoders absolutos. Contudo, a utilização de sensores de posição representa um aumento no custo, aumento de volume e redução da confiabilidade do sistema. Diante desses fatos, esforços na pesquisa visando o acionamento da máquina síncrona a ímãs permanentes com a eliminação do uso de sensores de posição tem sido crescente. Nesse sentido, é analisada uma técnica de estimação de posição para médias e altas velocidades baseada na força contra eletromotriz da máquina.

Para operação em baixas velocidades, são propostas duas técnicas para estimação de posição da máquina. As estratégias tem como princípio a aplicação de sinais de alta frequência combinada com a determinação de parâmetros de alta frequência para estimação de posição. Resultados experimentais mostram sua viabilidade em sistemas de controle sem sensores de posição. O sistema de controle da máquina é implementado em uma bancada experimental desenvolvida no laboratório.

Palavras-chave: Máquina a ímã permanentes, determinação de parâmetros, estimação de posição

ABSTRACT

This work presents a study about the main characteristics of the permanent-magnet synchronous machine with sinusoidal back electromotive force presenting the mathematical models and operation. A technique to determine the machines parameters is proposed regarding to obtain the phase-to-phase inductance profile obtained from current pulses. The experimental results were used in the system control.

On the other hand, the permanent-magnet synchronous drive control requires the rotor position information, thus rotor position sensors are necessary. However, rotor position sensors represents some drawbacks such as increasing cost, volume and reducing the system reliability. Thus, several research have been addressed in self-sensing control strategies. In this manner, is analyzed a rotor position estimation technique based on back-electromotive force.

For low speed operation is proposed two techniques for rotor position estimation, they are based on high frequency signal injection combining with parameter estimation. Experimental results shows their feasibility in self-sensing control. The control system was implemented in a experimental setup developed in the laboratory.

Keywords: Permanent-magnet synchronous machine (PMSM), determination of parameters, self-sensing control

SUMÁRIO

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Símbolos e Abreviaturas	xv
Capítulo 1– Introdução Geral	1
1.1 Sistemas de acionamento de máquinas a ímã permanente: visão geral	1
1.1.1 Determinação dos parâmetros	5
1.1.2 Controle de corrente	10
1.1.3 Estimação de posição rotórica	15
1.1.3.1 Estimação de posição em média e alta velocidade	16
1.1.3.2 Estimação de posição em baixa velocidade ou a velocidade nula	20
1.1.3.3 Estimação da posição inicial do ímã	26
1.2 Objetivos do trabalho	33
1.3 Contribuições do trabalho	34
1.4 Organização do trabalho	35
Capítulo 2– A máquina síncrona a ímã permanente (PMSM)	38
2.1 A máquina síncrona a ímã permanente	38
2.2 Classificação das máquinas síncronas a ímã permanente	39
2.2.1 Quanto a força contra-eletromotriz	39
2.2.2 Quanto a montagem dos ímãs do rotor	42

2.3	Modelo matemático	43
2.3.1	Modelo por fase da máquina	44
2.3.2	Modelo no referencial $\alpha\beta$	47
2.3.3	Modelo no referencial dq	48
2.3.4	Equação mecânica de movimento	50
2.4	Características de operação	50
2.5	Características de aplicação	53
2.6	Conclusões	55
Capítulo 3– Determinação dos parâmetros da máquina		56
3.1	Introdução	56
3.2	Modelo da máquina PMSM	57
3.3	Determinação dos parâmetros da máquina	58
3.3.1	Resistências fase-fase	58
3.3.2	Fluxo induzido pelo ímã e constante de força contra-eletromotriz	58
3.3.3	Indutâncias de eixo d e eixo q	59
3.4	Resultados experimentais	63
3.4.1	Técnica de validação	65
3.5	Conclusões	68
Capítulo 4– Sistema de controle da máquina		70
4.1	Controle da máquina PMSM	70
4.2	Controle por orientação pelo campo	71
4.3	Controlador de corrente	73
4.3.1	Cálculo do controlador de corrente	73
4.4	Controlador de velocidade	75
4.4.1	Cálculo do controlador de velocidade	75
4.5	Inversor fonte de tensão	76

4.5.1	Modulação por largura de pulsos (PWM)	78
4.6	Conclusões	79
Capítulo 5– Estimação de posição da máquina em médias e altas velocidades		80
5.1	Técnicas de estimação de posição e velocidade	80
5.2	Estimação de posição e velocidade baseada na estimação da f_{cem}	81
5.2.1	Observador para estimação da f_{cem}	82
5.2.2	Observador para estimação da posição e velocidade	85
5.3	Resultados de simulação	86
5.4	Resultados experimentais	87
5.5	Conclusões	90
Capítulo 6– Estimação de posição da máquina em baixas velocidades		93
6.1	Introdução	93
6.2	Modelo da máquina a ímã permanente em alta frequência	94
6.3	Métodos baseados na injeção de sinais de alta frequência	94
6.4	Estimador de posição com injeção de portadora girante	95
6.4.1	Técnica I - método de rastreamento	95
6.4.2	Técnica II - método algébrico	98
6.5	Resultados de simulação	101
6.6	Resultados experimentais	103
6.7	Conclusões	105
Capítulo 7– Conclusões e trabalhos futuros		106
7.1	Conclusões	106
7.2	Proposta de trabalhos futuros	109
Apêndice A– Plataforma Experimental		110

LISTA DE FIGURAS

1.1	Estrutura típica de acionamento de máquinas a ímã permanente	3
2.1	Representação das correntes de fase de uma BDCM	40
2.2	Representação das correntes de fase de uma PMSM	41
2.3	(a) Máquina com rotor gaiola-de-esquilo, (b) Máquina com ímãs montados na superfície	43
2.4	(a) Máquina com ímãs inseridos no rotor (<i>inset</i>), (b) Máquina com ímãs no interior do rotor	43
2.5	(a) Máquina com ímãs dispostos no rotor de forma simétrica, (b) Máquina com ímãs dispostos no rotor de forma assimétrica	44
2.6	Representação de uma PMSM	45
2.7	Relação fasorial para a máquina PMSM	51
2.8	Curva torque-ângulo de uma PMSM	51
2.9	Curva torque-velocidade	53
3.1	Representação da máquina PMSM operando como gerador: medição das tensões a vazio	59
3.2	Representação da medição de indutâncias	60
3.3	Determinação das indutâncias fase-fase da máquina	61
3.4	Representação da plataforma experimental	63
3.5	Variação do fluxo induzido pelo ímã permanente	64
3.6	Variação das indutâncias fase-fase da máquina	65
3.7	Resultado experimental: Fem medida, fem calculada de eixo α e erro instantâneo $\varepsilon_{s\alpha}$ a 900 rpm e 10Ω /fase.	67

3.8	Resultado experimental: Fem medida, fem calculada de eixo β e erro instantâneo $\varepsilon_{s\beta}$ a 900 rpm e 10Ω /fase.	68
4.1	Diagrama de controle da máquina PMSM	71
4.2	Diagrama de controle de corrente da máquina PMSM	74
4.3	Controlador de corrente PI e malha de eixo d	74
4.4	Controlador de velocidade e planta mecânica da máquina PMSM	75
4.5	Sistema de alimentação - retificador, inversor e máquina PMSM	77
5.1	Filtro de estados para estimação da fcm estendida.	83
5.2	Representação do sistema físico e do observador de fcm.	84
5.3	Observador de posição do rotor tipo Luenberger.	86
5.4	Resultados de simulação: (a) Posição rotórica medida e posição rotórica estimada; (b) Erro de estimação.	87
5.5	Diagrama de controle sem sensor de posição (<i>self-sensing control</i>).	88
5.6	Resultado experimental: Posição medida θ_r e posição estimada $\hat{\theta}_r$, a velocidade de 600 rpm.	89
5.7	Resultado experimental: Comparação da estimação da fcm:(a) Máquina operando como gerador - tensões medidas $\alpha\beta$; (b) Máquina operando como motor com controle self-sensing de velocidade - saída do estimador de fcm estendida $\alpha\beta$, a velocidade de 900 rpm.	90
5.8	Resultado experimental: Operação com variação da velocidade de referência de 477 rpm para 716 rpm : (a) Posições rotóricas medidas θ_r e estimadas $\hat{\theta}_r$; (b) Velocidades rotóricas, referência ω_r^* e desenvolvida ω_r	91
5.9	Resultado experimental: Aplicação de carga para uma velocidade de referência de 480 rpm: (a) Posição elétrica estimada; (b) velocidade rotórica; (c) Corrente de carga.	92
6.1	Modelo da máquina a ímãs permanentes: (a) Na frequência fundamental; (b) Em alta frequência.	94
6.2	Injeção de um sinal de alta frequência para estimação da posição rotórica: (a) Injeção de tensão; (b) Injeção de corrente.	96
6.3	Coordenadas de referências para a máquina PMSM	97

6.4	Diagrama do estimador de posição e velocidade do rotor	98
6.5	Resultados de simulação: posição medida θ_r e posição estimada $\hat{\theta}_r$ pelo método 1.101	
6.6	Resultado de simulação: erro de estimação (método 1).	102
6.7	Resultados de simulação do método algébrico: posição medida θ_r , posição estimada $\hat{\theta}_r$ e erro de estimação $\theta_r - \hat{\theta}_r$	102
6.8	Diagrama de controle <i>self-sensing</i> para baixa velocidade	103
6.9	Posição estimada e posição medida	104
6.10	Posição estimada e posição medida	104
A.1	Diagrama da montagem experimental	111
A.2	Plataforma experimental	113

LISTA DE TABELAS

3.1	Valores nominais e valores experimentais	65
3.2	Valores nominais e valores experimentais	66

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

sobrescritos descrição

* Grandeza de referência

^ Grandeza estimada

t tempo

k amostra

s variável no domínio da frequência - domínio s

θ_r Posição elétrica do rotor em rad. elétricos

θ_e Posição elétrica estimada do rotor em rad. elétricos

ω_r Velocidade elétrica do rotor em rad. elétricos/s

θ_m Posição mecânica do rotor em rad. mecânicos

ω_m Velocidade mecânica do rotor em rad. mecânicos/s

d Eixo direto

q Eixo em quadratura

L_{s1} Indutância própria da fase 1

L_{s2} Indutância própria da fase 2

L_{s3} Indutância própria da fase 3

L_{s0} Valor médio da indutância própria

L_{sm} Amplitude da parte variante da indutância própria da fase

M_{s12} Indutância mútua entre as fases 1 e 2

M_{s23} Indutância mútua entre as fases 2 e 3

- M_{s13} Indutância mútua entre as fases 1 e 3
- M_{s0} Valor médio da indutância mútua
- L_{ss} Matriz de indutâncias
- v_{s123} vetor das tensões estatóricas
- v_{si} Tensões estatóricas trifásicas, com $i = 1, 2, 3$
- R_s Matriz de resistências de fase
- r_s Resistência de fase
- i_{s123} vetor das correntes estatóricas
- i_{si} Tensões estatóricas trifásicas, com $i = 1, 2, 3$
- ϕ_{s123} vetor dos fluxos estatóricos
- ϕ_{si} Fluxos estatóricos trifásicos, com $i = 1, 2, 3$
- ϕ_{pm} Valor de pico do fluxo produzido pelo ímã do rotor que enlaça os enrolamentos do estator
- ϕ_{r123} Vetor do fluxo produzido pelo ímã do rotor que enlaça os condutores do estator
- T_t Torque desenvolvido pela máquina a ímã permanente
- T_e Torque eletromagnético produzido pela máquina a ímã permanente
- P Número de pares de pólos
- $\frac{d}{d\theta_r}$ Derivada com relação a posição elétrica θ_r
- $\frac{d}{dt}$ Derivada com relação ao tempo
- p Operador derivada
- T Transposta de uma matriz ou vetor
- $v_{s\alpha\beta}$ Vetor das componentes de tensão em α e β
- $i_{s\alpha\beta}$ Vetor das componentes de corrente em α e β
- $L_{s\alpha\beta}$ Matriz de indutâncias entre os eixos α e β
- $\phi_{r\alpha\beta}$ Vetor das componentes de fluxo produzido pelo ímã do rotor em α e β

- $L_{s\alpha\alpha}$ Indutância própria do eixo α
- $M_{s\alpha\beta}$ Indutância mútua entre o eixo α e eixo β
- $L_{s\beta\beta}$ Indutância própria do eixo β
- Q Transformação entre o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq
- v_{sd} Componente da tensão estatórica de eixo d
- v_{sq} Componente da tensão estatórica de eixo q
- i_{sd} Componente de corrente estatórica de eixo d
- i_{sq} Componente de corrente estatórica de eixo q
- L_{sd} Indutância estatórica de eixo d
- L_{sq} Indutância estatórica de eixo q
- J Momento de inércia do rotor da máquina
- J_m Momento de inércia da carga
- T_c Torque de carga
- f_ω Coeficiente de atrito viscoso da máquina
- δ Ângulo relativo entre o fasor corrente do estator e o fluxo produzido pelo ímã permanente
- K_{qd} Relação entre as indutâncias estatóricas de eixo q (L_{sq}) e eixo d (L_{sd})
- $\widehat{V}_{s\alpha}$ Amplitude da componente de tensão de eixo α da máquina funcionando como gerador a vazio
- $\widehat{V}_{s\beta}$ Amplitude da componente de tensão de eixo β da máquina funcionando como gerador a vazio
- v Pulso de tensão aplicado em duas fases
- i Corrente circulante entre duas fases
- q_i Chaves do conversor de potência, $i = 1..3$
- \bar{q}_i Chaves complementares do conversor de potência, $i = 1..3$
- I_{\max} Valor de pico do pulso de corrente

- ϕ_{\max} Valor máximo do fluxo produzido por duas fases
- ϕ_{med} Valor médio do fluxo produzido por duas fases
- ϕ_{\min} Valor mínimo do fluxo produzido por duas fases
- L_{\max} Valor máximo da indutância fase-fase, determinada experimentalmente
- L_{med} Valor médio da indutância fase-fase, determinada experimentalmente
- L_{\min} Valor mínimo da indutância fase-fase, determinada experimentalmente
- λ_{12} Fluxo produzido por duas fases da máquina conectadas em série
- T_s Período de amostragem
- E Tensão de barramento CC
- $e_{s\alpha_{med}}$ Componente α da força contra-eletromotriz (fcem) gerada
- $e_{s\beta_{med}}$ Componente β da força contra-eletromotriz (fcem) gerada
- $e_{s\alpha_{calc}}$ Componente α da força contra-eletromotriz (fcem) calculada pelo modelo
- $e_{s\beta_{calc}}$ Componente β da força contra-eletromotriz (fcem) calculada pelo modelo
- $i_{s\alpha}$ Componente α da corrente do estator
- $i_{s\beta}$ Componente β da corrente do estator
- $\varepsilon_{s\alpha}$ TensErro instantâneo entre as fcems geradas e calculadas: $\varepsilon_{s\alpha} = e_{s\alpha_{med}} - e_{s\alpha_{calc}}$
- $\varepsilon_{s\beta}$ Erro instantâneo entre as fcems geradas e calculadas: $\varepsilon_{s\beta} = e_{s\beta_{med}} - e_{s\beta_{calc}}$
- $E_{s\alpha}$ Erro médio quadrático entre as fcems de eixo α
- $E_{s\beta}$ Erro médio quadrático entre as fcems de eixo β
- N Número de amostras
- i_s Corrente estatórica
- $i_{s_{\max}}$ Valor máximo da corrente estatórica
- i_{sd} Componente d da corrente do estator
- i_{sq} Componente q da corrente do estator

- G_{od} Função de transferência de malha aberta, controlador PI e planta elétrica da máquina
- k_{id} Ganho integral do controlador PI síncrono de eixo d
- k_{pd} Ganho proporcional do controlador PI síncrono de eixo d
- k_{iq} Ganho integral do controlador PI síncrono de eixo q
- k_{pq} Ganho proporcional do controlador PI síncrono de eixo q
- G_{fd} Função de transferência de malha fechada, controlador PI e planta elétrica da máquina
- FTMF Função de transferência de malha fechada
- f_d Largura de faixa da FTMF do sistema em eixo d
- f_q Largura de faixa da FTMF do sistema em eixo q
- G_{fv} Função de transferência de malha fechada, controlador PI de velocidade e planta mecânica da máquina
- k_{iv} Ganho integral do controlador PI de velocidade
- k_{pv} Ganho proporcional do controlador PI de velocidade
- PWM Modulação por largura de pulso - *Pulse Width Modulation*
- v_{si0} Tensão de pólo do inversor fonte de tensão, com $i = 1, 2, 3$
- v_{si0}^* Tensão de pólo de referência, com $i = 1, 2, 3$
- v_{0N} Tensão entre o ponto central do barramento CC e o neutro da carga
- τ_i Largura de pulso do PWM, com $i = 1, 2, 3$
- \mathbf{E}_{ex} Força eletromotriz estendida
- $\widehat{\mathbf{E}}_{ex}$ Força eletromotriz estendida estimada
- R_o Ganho proporcional do regulador PI do observador de corrente
- R_{io} Ganho integral do regulador PI do observador de corrente
- \widehat{L}_{sd} Indutância estatórica de eixo d estimada
- \widehat{L}_{sq} Indutância estatórica de eixo q estimada

- \hat{r}_s Resistência de fase estimada
- r_i Raízes de um polinômio padrão do segundo grau, $i = 1, 2$
- b_o Ganho da função de transferência entre a velocidade estimada e a velocidade medida
- K_o Ganho da função de transferência entre a velocidade estimada e a velocidade medida
- K_{io} Ganho da função de transferência entre a velocidade estimada e a velocidade medida
- p_i Raízes de um polinômio padrão do terceiro grau, $i = 1, \dots, 3$
- T_1 Polinômio padrão do terceiro grau
- v_{sdh} Tensão de alta frequência de eixo d
- v_{sqh} Tensão de alta frequência de eixo q
- i_{sdh} Corrente de alta frequência de eixo d
- i_{sqh} Corrente de alta frequência de eixo q
- ω_e Frequência fundamental
- ω_h Alta frequência
- v_{sdqh} Vetor tensão de alta frequência
- i_{sdqh} Vetor corrente de alta frequência
- L_{sdqh} Matriz de indutâncias de alta frequência
- λ_{sdq} Força eletromotriz no modelo com excitação fundamental
- $\gamma\delta$ Referencial síncrono estimado
- $v_{s\gamma h}$ Componente da tensão estatórica de eixo γ de alta frequência
- $v_{s\delta h}$ Componente da tensão estatórica de eixo δ de alta frequência
- $i_{s\gamma h}$ Componente da corrente estatórica de eixo γ de alta frequência
- $i_{s\delta h}$ Componente da corrente estatórica de eixo δ de alta frequência
- $L_{s\gamma}$ Indutância estatórica de alta frequência de eixo γ
- $L_{s\delta}$ Indutância estatórica de alta frequência de eixo δ

- $L_{s\gamma\delta}$ Indutância estatórica de alta frequência entre os eixos $\gamma\delta$
- $y_{s\gamma}$ Reatância estatórica de alta frequência de eixo γ
- $y_{s\delta}$ Reatância estatórica de alta frequência de eixo δ
- y_{s0} Termo constante das reatâncias $y_{s\gamma}, y_{s\delta}$
- y_{s1} Termo variante das reatâncias $y_{s\gamma}, y_{s\delta}$
- $\hat{y}_{s\gamma}$ Reatância estatórica estimada de alta frequência de eixo γ
- $\hat{y}_{s\delta}$ Reatância estatórica estimada de alta frequência de eixo δ
- $\hat{y}_{s\alpha}$ Reatância estatórica estimada de alta frequência de eixo α
- $\hat{y}_{s\beta}$ Reatância estatórica estimada de alta frequência de eixo β

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 SISTEMAS DE ACIONAMENTO DE MÁQUINAS A ÍMÃ PERMANENTE: VISÃO GERAL

Em países industrializados cerca de 65% a 75% da energia elétrica é consumida por acionamentos elétricos (RAHMAN, 1991). Acionamentos do tipo velocidade constante, servo-motor ou velocidade variável são usados em diversas aplicações: na indústria, comércio e serviços, em residências, tração elétrica, veículos elétricos, navios, aeronaves, equipamentos militares, equipamentos médicos e agricultura. Em aplicações como robótica, veículos elétricos, automação de processos industriais e conservação de energia, os acionamentos elétricos para controle de velocidade e posição desempenham uma importante função. Dessa forma, o interesse pela pesquisa em acionamentos elétricos de alto desempenho cresce a cada dia.

As técnicas de controle vetorial desenvolvidas na década de 70 permitiram o controle de motores de indução da mesma forma que os motores de corrente contínua (GIERAS; WING, 1997). Essa flexibilidade aliada ao baixo custo de fabricação e manutenção dos motores assíncronos trifásicos, com rotor em gaiola-de-esquilo, os transformou em um dos motores mais populares atualmente.

Com o compromisso mundial para conservação de energia, surgiu a necessidade de desenvolvimento de sistemas de acionamento de máquinas elétricas de alto desempenho. Por outro lado, o recente avanço na fabricação de materiais magnéticos permanentes, dispositivos semicondutores de potência e a microeletrônica contribuíram para o desenvolvimento de acionamentos elétricos de alto desempenho e alta eficiência que empregam máquinas síncronas a ímã permanente.

A introdução de materiais magnéticos de terras-raras, tais como os compostos de neodímio-ferro-boro (NdFeB) na década de 80 provocou um grande interesse no uso de materiais magnéticos permanentes em motores (BOSE, 1997). O aperfeiçoamento dos materiais magnéticos permanentes, durante os últimos 100 anos, pode ser verificado pelo produto de máxima energia (BH_{\max}). O produto BH_{\max} está relacionado com a máxima energia que pode ser armazenada no campo magnético em torno do ímã. Essa figura de mérito tornou-se muito maior para os materiais magnéticos a terras-raras do que para ferrites e materiais magnéticos a base de samário-cobalto (SmCo). Essa característica atrativa e o fato de que as ligas de neodímio-ferro-boro (NdFeB) podem ser fabricadas em diversas formas e em grandes dimensões, contribuíram para a adoção de materiais magnéticos permanentes em máquinas elétricas, tornando-se a principal fonte de produção de fluxo magnético de entreferro. Dessa forma, os ímãs permanentes passaram a substituir o circuito de excitação eletromagnética das máquinas síncronas.

O emprego de materiais magnéticos permanentes na fabricação de máquina síncronas a ímã permanente, proporcionou características únicas em relação as demais máquinas elétricas:

a. em relação a máquina de corrente contínua:

- menor volume;
- maior eficiência;
- maior relação potência por volume (kW/kg)
- dispensa manutenção;
- maior vida útil.

b. em relação a máquina assíncrona:

- menor volume;
- redução das perdas no rotor;
- maior eficiência;

- maior relação potência por volume (kW/kg), sobretudo em aplicações de potência menores a 10 kW;
- maior fator de potência.

Essas características tornaram-nas atrativas para utilização em acionamentos de alto rendimento. As máquinas síncronas a ímã permanente podem ser projetadas com diversas geometrias, segundo uma dada polaridade e direção do campo magnético do entreferro, diversas são as possibilidades encontradas na literatura. Além disso, essas máquinas podem ser classificadas em duas principais categorias segundo a força contra-eletromotriz gerada: máquinas senoidais (*Permanent-magnet synchronous machines - PMSM*) e máquinas trapezoidais (*Brushless DC Machines - BDCM*).

Independentemente do tipo de máquina a ímã permanente, se senoidal (PMSM) ou trapezoidal (BDCM), um sistema típico de acionamento desse tipo de máquina apresenta uma estrutura similar àquelas destinadas ao acionamento de máquinas de indução ou máquinas de corrente contínua (Figura 1.1). A estrutura é, basicamente, dividida em um conversor de energia, um sistema de controle e um sistema de medição de grandezas elétricas ou mecânicas.

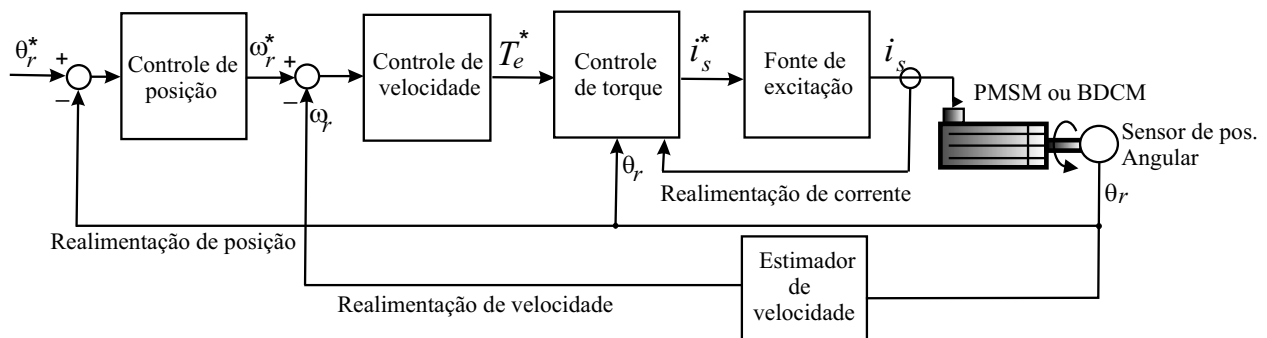


Figura 1.1. Estrutura típica de acionamento de máquinas a ímã permanente

Em linhas gerais os sistemas de acionamento de máquinas a ímãs permanentes empregam como conversor de energia uma topologia inversor fonte de tensão, aliada a uma estratégia de controle de corrente em malha fechada. O sistema em malha fechada comporta-se como um inversor fonte de corrente muito rápido, dessa forma, em função das indutâncias da máquina, o sistema de controle em malha fechada proporciona as características desejadas sem a necessidade

de indutores externos no barramento CC da fonte (JAHNS, 1994). As malhas de controle de posição e velocidade são dispostas em cascata em torno da malha de controle de torque, essas malhas geralmente empregam reguladores PI ou algoritmos de controle adaptativo. As funções de aquisição das medições, algoritmos de controle e geração de sinais de comando são, tipicamente, implementados de forma digital em microprocessadores ou processadores digitais de sinais (DSP).

O sistema de medição é composto por sensores para medição das grandezas elétricas e mecânicas. As grandezas elétricas mais comuns para aquisição são a tensão de barramento do conversor de potência, as correntes das fases e as tensões da máquina, segundo a aplicação destinada. Circuitos específicos são destinados para aquisição das tensões e correntes de interesse, utilizando sensores de efeito Hall e conversores A/D. Com relação a medição das grandezas mecânicas (velocidade e posição do rotor), elas são medidas através de sensores de posição absoluta ou incremental (*encoders*), *resolvers* ou sensores de efeito Hall (montados na periferia do estator, para BDCMs) (KIM, 2004).

A máquina síncrona a ímã permanente (PMSM ou BDCM) tem como princípio de funcionamento o alinhamento entre os pólos do ímã permanente do rotor com os pólos do campo gerado pelas correntes estatóricas para a produção de torque. Uma mudança cíclica na energização das fases provocará movimento do rotor para alinhamento com o campo girante, dessa forma, o rotor da máquina gira de forma síncrona a seqüência de energização das fases.

Como pode ser observado, um requisito para acionamento de máquinas síncronas a ímã permanente no rotor, é a sincronização precisa entre a fonte de alimentação (frequência) e a velocidade (frequência) e a posição instantânea do rotor (JAHNS, 1994). A maneira mais direta de garantir que esta condição seja satisfeita é medir continuamente a posição angular do rotor de modo que a fonte de alimentação seja comutada em sincronismo com o movimento do rotor. A utilização de sensores de posição representa alguns fatores desfavoráveis as áreas de aplicação destas máquinas, a saber:

- aumento da massa total do motor e da inércia do conjunto;

- implicam modificações no projeto construtivo da máquina e necessidade de adaptação para a montagem;
- necessidade de fontes de alimentação e maior número de conexões elétricas;
- necessidade da análise das condições ambientais as quais serão expostos;
- fragilidade, baixa imunidade a ruído;
- redução da confiabilidade do sistema de acionamento, representada pela fragilidade, baixa imunidade ao ruído e aumento nas conexões elétricas;
- incorporação de algoritmos para processamento de sinais ao sistema de controle;
- custos adicionais ao projeto da máquina e ao sistema de acionamento.

Em face das razões supracitadas, nas últimas décadas, a substituição ou eliminação de sensores de posição por métodos capazes de identificar a posição do rotor de forma indireta tem se configurado em uma área de intensa investigação. Essas estratégias que eliminam o uso de sensores de posição são conhecidas na literatura como acionamento sem sensor (*sensorless drives* ou *self-sensing drives*).

As diversas soluções propostas podem ser reunidas, de maneira ampla, em duas grandes categorias:

- métodos baseados na estimação da força contra-eletromotriz (fcm);
- métodos baseados no rastreamento das saliências magnéticas.

1.1.1 Determinação dos parâmetros

Esta seção tem por objetivo descrever as técnicas encontradas na literatura para determinação ou estimação de parâmetros e, modelagens da máquina a ímã permanente.

Os métodos para determinação dos parâmetros de máquinas síncronas a ímã permanente podem ser divididos em métodos experimentais e métodos computacionais.

Os métodos computacionais consistem em análise gráfica fornecidas por programas de análise de elementos finitos (*Finite element*). Esses programas permitem determinar parâmetros em condições as quais não é possível determinar os parâmetros da máquina de forma correta. Isso ocorre devido a efeitos físicos que não são considerados durante a elaboração do modelo da máquina. Como exemplo desses fenômenos temos a saturação magnética da máquina. Sendo assim, esses programas podem ser usados para indicar os possíveis parâmetros da máquina, e ainda como uma forma de confirmação dos resultados experimentais. Além disso, os métodos computacionais são empregados na fase de projeto da máquina, durante a elaboração do protótipo da máquina.

Os métodos experimentais podem ser classificados nas seguintes categorias:

- métodos baseados na resposta em frequência;
- métodos baseados na resposta temporal a sinais de teste;
- métodos baseados na análise fasorial a testes com a máquina em operação (com e sem aplicação de carga);
- métodos baseados em testes com controle vetorial;
- métodos baseados em observadores e técnicas de identificação de sistemas.

Os métodos baseados na resposta em frequência a rotor bloqueado (*Standstill Frequency Response - SSFR*) caracterizam-se pela resposta em frequência de impedâncias de eixo direto (d) e de eixo em quadratura (q) em função da frequência da excitação da máquina (IEEE, 1983), (IEEE, 1995).

Por outro lado, os métodos baseados na resposta temporal têm como característica a aplicação de sinais de teste aos terminais da máquina, a resposta a essas entradas fornecem informações acerca dos parâmetros. Os principais tipos de métodos temporais são: método do decaimento CC, método de aplicação de excitação senoidal, método do fluxo instantâneo. Em geral, durante a realização desses métodos supõe-se a que a saturação entre os eixos d e q não é considerada.

O método do decaimento CC é um teste estático que permite a determinação das reatâncias síncronas das máquinas síncronas a ímã permanente, contudo, o rotor da máquina deve ser mantido bloqueado para evitar a indução de tensão do campo magnético gerado. Existem dois métodos abordados na literatura, o método da integração do fluxo (MELLOR; CHAABAN; BINNS, 1991) e o método do cálculo da corrente (YAMAMOTO, 2000). Em (MELLOR; CHAABAN; BINNS, 1991), é realizado o cálculo do fluxo de um circuito adicional RL, o que o torna complicado. Por outro lado, em (YAMAMOTO, 2000) o rotor deve ser bloqueado na direção do eixo direto d , um pulso de tensão é aplicado em duas das fases da máquina conectadas em série. A corrente é armazenada quando o pulso de tensão é retirado. Com relação ao eixo em quadratura q , o rotor é mantido na mesma posição, todavia o pulso de tensão é aplicado as fases ligadas em paralelo. As reatâncias são calculadas a partir da integração das formas de onda de corrente obtidas, da tensão aplicada, do pico de corrente e da resistência da máquina. O método exige um circuito adicional para a realização do ensaio, além disso, os parâmetros calculados são únicos para uma dada frequência de operação. Dessa forma, os resultados não são válidos para situações dinâmicas como variação de carga.

O método da excitação senoidal é utilizado para cálculo das indutâncias d e q a partir das indutâncias próprias e mútuas das fases da máquina (DUTTA; RAHMAN, 2005). Para cada posição do rotor uma tensão é aplicada a uma das fases da máquina. A indutância própria da fase sob teste é calculada a partir da tensão aplicada, da resistência e da corrente medida. A indutância mútua entre duas fases é determinada pela corrente que percorre a fase sob teste e a tensão induzida na fase de interesse. O ensaio é repetido para várias posições, de forma que levanta-se a curva indutância própria e mútua em função da posição do rotor. Ao final, as indutâncias L_{sd} e L_{sq} são determinadas para cada nível de corrente. O método assume simetria entre as fases de 120 graus e distribuição de fluxo senoidal, além disso, o método requer acesso ao neutro da máquina. Outra particularidade do método é não incorporar efeitos de saturação magnética.

Dentre os testes com a máquina em operação os testes mais comuns são os seguintes: (i) testes com a máquina operando a vazio, (ii) testes com a máquina operando com carga aplicada

ao eixo e , (iii) testes com a máquina operando com controle de corrente (método de controle vetorial). No teste da máquina síncrona operando a vazio, tensões estatóricas são aplicadas. O método tem como princípio a análise do diagrama vetorial das tensões e correntes da máquina (MELLOR; CHAABAN; BINNS, 1991), (NEE, 2000). A técnica permite a determinação apenas da reatância de eixo d . Como é considerado que a carga aplicada é nula, a corrente de eixo q é nula, dessa forma, a reatância é determinada a partir da tensão aplicada, da força contra-eletromotriz gerada e da corrente. Contudo, a relação usada para o cálculo da reatância de eixo d não se torna válida na região na qual a tensão aplicada iguala-se a força contra-eletromotriz gerada (NEE, 2000).

A determinação das reatâncias d e q a partir de ensaios com aplicação de carga foi inicialmente proposto por (MILLER, 1981). Uma modificação proposta por (RAHMAN; ZHOU, 1994), neste trabalho são consideradas as irregularidades nas medições da reatância de eixo d , além disso, não se supõe que a f_{cem} gerada pela máquina é constante. A partir disso, é proposto a determinação das reatâncias d e q a partir da análise fasorial considerando pequenas variações do ângulo relativo entre o fasor corrente estatórica e o eixo d . Entretanto, o sistema de equações obtido do diagrama fasorial apresenta-se mal-condicionado mesmo sob suposição de pequenas variações do ângulo relativo entre o fasor corrente estatórica e o eixo d . Uma alternativa para superar as restrições dos métodos supracitados, foi a combinação do ensaio sob carga com redes neurais de Hopfield (JABBAR; DONG; LIU, 2005). Os resultados obtidos foram comparados com resultados gerados com o método dos elementos finitos.

Em (F-BERNAL; G-CERRADA; FAURE, 2000) apresenta-se um método para determinar os parâmetros de uma máquina a ímã permanente, com ímãs no interior do rotor (*Interior permanent-magnet synchronous machine - IPMSM*), a partir das medições das correntes da máquina, velocidade e posição. Dessa forma, não é necessária a medição de torque. O modelo para análise da máquina inclui as perdas no cobre. Os parâmetros da máquina como resistência de fase, fluxo de enlace do ímã permanente e indutâncias L_{sd} e L_{sq} são determinadas. O fluxo do ímã permanente é calculado com base numa aproximação entre a f_{cem} gerada a vazio e a frequência angular da f_{cem} . A resistência equivalente às perdas no ferro da máquina é estimada a partir

do cálculo das perdas no ferro. A resistência de cada fase é determinada mediante a aplicação de uma tensão contínua a fase de interesse, em seguida, cada valor de resistência é corrigida em função da temperatura de operação da máquina. Por outro lado, as indutâncias são estimadas com base na operação da máquina a velocidade constante (técnica de controle vetorial), impondo i_{sq} nula para estimação de L_{sd} e i_{sd} nula para estimação de L_{sq} , respectivamente. Um motor de indução é usado como carga para manter a velocidade constante. Os resultados apresentados das indutâncias L_{sd} e L_{sq} exibem maiores incertezas para baixos valores de corrente quando comparados com os resultados obtidos com uma ponte de indutâncias a rotor bloqueado. Os autores sugerem a adoção de outro método para estimação das indutâncias L_{sd} e L_{sq} para baixos valores de corrente.

A técnica de controle vetorial também foi realizada por (DUTTA; RAHMAN, 2005) contudo, as indutâncias L_{sd} e L_{sq} são determinadas a partir do modelo da máquina desprezando-se perdas no cobre da máquina. Durante o ensaio, a máquina é operada a baixa velocidade com regulação de corrente. As tensões e correntes são medidas e as componentes fundamentais são obtidas com a aplicação de um algoritmo de FFT (*Fast Fourier Transform*), em seguida, as equações de tensão no sistema dq são utilizadas para a determinação das indutâncias. Como é realizada a regulação de corrente, as indutâncias são determinadas a partir da definição de i_{sq} nula para estimação de L_{sd} e, i_{sd} nula para estimação de L_{sq} , respectivamente. No método apresentado é assumido que o fluxo de enlace do ímã permanente é constante em toda a região de operação e que os efeitos de acoplamento entre os fluxos d e q são desprezíveis. A técnica de controle vetorial é comparada com o método de excitação senoidal e com o método de elementos finitos FEM (*Finite Element Method*). Como resultado, verificou-se que a técnica de controle vetorial apresentou melhores resultados para cálculo da indutância L_{sq} , contudo, nenhum dos três métodos apontou boa precisão para a determinação da indutância L_{sd} , isto se deve ao fato de que a indutância L_{sd} é muito susceptível a variações do fluxo de enlace do ímã permanente, conforme verificado pelos autores através de simulações no modelo FEM da máquina.

Uma alternativa para determinação de parâmetros é baseada na obtenção do espectro dos sinais de corrente e tensões da máquina a ímã permanente é implementado em (RAHMAN;

HITI, 2005). A partir do conteúdo harmônico dos sinais de corrente e tensão, são obtidas as amplitudes e fases em relação a posição do rotor. Dessa forma, as harmônicas espaciais e aquelas produzidas pelo chaveamento do inversor são eliminadas. A análise realizada considera que as derivadas de correntes no referencial dq em regime permanente. Os fluxos de eixo d e eixo q são calculados incorporam os efeitos da saturação e de acoplamento entre os eixos d e q , esses valores são armazenados em uma tabela de pesquisa (*Look-up table*), função dos valores de correntes i_{sd} e i_{sq} . Um levantamento das curvas dos fluxos d e q é realizado e a partir de derivadas parciais com relação às correntes i_{sd} e i_{sq} , é possível determinar as indutâncias de eixo d (L_{sd}), indutâncias de eixo q (L_{sq}) e as indutâncias de acoplamento entre os eixos d e q (L_{sdq} e L_{sqd}). Os valores de indutância calculados são utilizados para aperfeiçoar o controlador de corrente, realizando um desacoplamento total entre os eixos direto e em quadratura.

1.1.2 Controle de corrente

Os sistemas de acionamento de máquinas CC e CA são baseados em topologias que utilizam inversor fonte de tensão, dessa forma, é comum se encontrar uma malha de controle de corrente (torque) em aplicações de alto desempenho de velocidade ou de posicionamento. Por limitações práticas, os inversores fonte de corrente são restritos a aplicações de alta potência.

Para motores a ímã permanente, o torque é determinado pela magnitude do vetor corrente e pelo ângulo relativo do vetor corrente com o rotor. Dessa forma, o controle de torque está diretamente relacionado ao controle de corrente. Sem o controle de corrente, a resposta do controle de torque fica limitada a dinâmica elétrica da máquina, representada pela sua constante de tempo elétrica. Em geral, a constante de tempo elétrica da máquina é menor que 50 ms, a resposta dinâmica do sistema de acionamento sem uma malha interna de controle de corrente torna-se lenta. Outra importante característica em se tratando de regulação de corrente, é a possibilidade de redução da sensibilidade a não-linearidades do sistema (efeito de tempo morto, fricção) e a perturbações (f_{cem}).

Em acionamentos de motores CA com velocidade variável, a frequência máxima de comu-

tação das chaves de potência é proporcional a velocidade do motor. Particularmente, para máquinas com vários pares de pólos para altas velocidades, a máxima frequência de comutação deve ser da ordem de kHz. Dessa forma, os controladores de corrente necessitam de larguras de faixa (*bandwidth*) altas.

Pelas razões anteriores, para aplicações de alto desempenho, as malhas de controle de corrente são importantes pois a malha de controle de velocidade é dependente da regulação de corrente (torque). O controle de máquinas síncronas a ímã permanente para aplicações de alto desempenho empregam técnicas de controle vetorial em malha fechada para obter um desempenho semelhante a dos motores CC (com excitação em separado). Basicamente, as técnicas de controle vetorial são compostas de uma malha de controle de torque em cascata com uma malha de controle de corrente. Dessa forma, o torque de referência é transformado em uma corrente de referência a ser aplicada em um controlador de corrente com uma banda passante alta. Existem vários esquemas de controladores de corrente utilizados em acionamentos de máquinas síncronas a ímãs permanentes, destacam-se: os controladores por histerese, controladores de comparação por rampa, controladores PI no referencial estacionário ou síncrono, e controladores preditivos.

Os controladores por histerese se constituem em uma opção de baixo custo e de fácil implementação. O controlador por histerese tem por propósito controlar a corrente da carga fazendo-a seguir a corrente de referência. Isto é realizado através da ação de chaveamento do inversor fonte de tensão para manter a corrente da carga dentro de uma banda de histerese. Entretanto, como desvantagem dos controladores por histerese está o fato de que a frequência de chaveamento pode variar durante um período da fundamental da corrente, o que pode levar a operações irregulares do inversor (ultrapassar o limite de operação das chaves e aumentar as perdas de chaveamento). Além disso, o pico da corrente de carga pode exceder os limites da banda de histerese em até 2 vezes.

Em controladores de comparação por rampa o erro entre as correntes medida e de referência são aplicados a controladores PI, a saídas dos controladores PIs são comparadas com uma portadora triangular. Se o erro de corrente é positivo e maior que a portadora, a tensão de

saída é positiva; por outro lado, se o erro de corrente é positivo e menor que a portadora, a tensão de saída é negativa. Estes controladores tem a vantagem de limitar a frequência de chaveamento do inversor a frequência da portadora triangular, entretanto, são introduzidos nas correntes de fase da máquina erros de fase e de magnitude que podem se tornar graves em condições de alta velocidade (UDDIN, 2000).

Em (KADJOUDJ, 2004) é proposto um controlador de corrente que combina as características do controlador por histerese e do controlador por comparação por rampa, ou seja um controlador híbrido. O controlador tem por princípio a superposição de um sinal de alta frequência a corrente de referência, as novas referências são comparadas com as correntes medidas e, os sinais de erro gerados são usados como entradas de blocos de histerese. Como resultado do desempenho do controlador é feita uma comparação através de simulações entre o controlador proposto e um controlador por histerese com banda fixa, destacando-se que a distorção harmônica do controlador proposto é menor, a frequência de chaveamento é mantida constante e as tensões são geradas com um número limitado de vetores de tensão.

Nos controladores preditivos convencionais, as amostras das correntes dq da máquina são comparadas com as amostras da corrente de referência, para geração do vetor de tensão dq calculado a partir do modelo da máquina. O vetor de tensão resultante é aplicado ao inversor. O controlador preditivo convencional pode ser considerado como um controlador proporcional P de alto ganho se a velocidade e a força contra-eletromotriz são conhecidas e compensadas corretamente. Por outro lado, quando implementado de forma digital pode produzir um atraso entre o instante de medição das correntes e o instante de aplicação de tensão ao motor. Como resultado desse atraso pode ser gerado oscilações e *overshoot* das correntes da máquina quando uma grande variação na corrente de referência de eixo q é aplicada.

Em (MOON; KIM; YOUN, 2003) é apresentado um controlador preditivo modificado no qual é considerado esse atraso durante o cálculo das referências. Entretanto, o desempenho desse controlador pode ser degradado por efeitos de limitação de tensão, distorção da tensão do inversor e diferenças na posição do rotor. Para compensar esses efeitos de não-linearidades do inversor, um método de compensação é proposto no qual se a tensão de referência é maior que

a máxima tensão de saída do inversor, uma nova referência deve ser calculada considerando a máxima tensão de saída do inversor. Com relação a diferença na posição do rotor, é adicionado um termo que considera a máxima diferença entre a posição anterior e a posição atual.

Os controladores PI utilizados no controle de corrente de máquinas CA são divididos em duas categorias principais: controladores PI no referencial estacionário e controladores PI no referencial síncrono. Esses dois tipos de controladores podem ser implementados de forma analógica ou digital.

Os controladores PI no referencial estacionário, quando empregados no controle de grandezas senoidais, apresentam erros de fase e de amplitude em regime permanente. Uma alternativa para o controle de sinais senoidais é apresentada em (ZMOOD; HOLMES, 1999) no qual é utilizado um filtro passa-baixas (filtro ressonante) na malha de realimentação de controle de corrente. O filtro é sintonizado para a frequência do sinal de referência. A função de transferência de malha fechada de controle de corrente não terá erro de fase ou magnitude na frequência da fundamental de referência. O desempenho do controlador é próximo daquele apresentado por um controlador síncrono. A solução apresentada destaca o princípio de se utilizar uma malha de compensação sem transformar o sinal de erro de corrente, de alternado para contínuo, conforme ocorre nos controladores PI no referencial síncrono. Uma desvantagem desse controlador é a necessidade da sintonia do filtro com a frequência do sinal de referência.

Em (KIM, 2003) um controlador PI estacionário é implementado de forma digital para controle de corrente de uma máquina a ímã permanente. Este controlador tem seu desempenho melhorado com a adição de termos de compensação *feed forward* da força contra-eletromotriz da máquina. A f_{cem} é estimada baseada na técnica de estimação por controle em atraso no tempo (*time-delay control*), a partir do modelo discreto da máquina, a f_{cem} é expressa em função dos parâmetros e amostras de corrente e tensão. A técnica utilizada configura-se em estimador de perturbação, função de um passo de atraso. A estimação da f_{cem} permite melhor desempenho do controlador de corrente em situações na quais os parâmetros da máquina são variados.

Os controladores PI de corrente no referencial síncrono tem como característica erro de

regime permanente nulo já que as correntes no referencial síncrono são grandezas contínuas. O controlador PI síncrono requer a transformação das correntes (ou erros) do referencial estacionário para o referencial síncrono, para em seguida, transformar a ação resultante de volta ao referencial estacionário. Estas transformações podem levar a erros caso a identificação do referencial síncrono não seja precisa. Este controlador pode regular corrente alternada com uma ampla faixa de frequência, sendo adotado como padrão para regulação de corrente em máquinas CA (ROWAN; KERKMAN, 1986), (OHM; OLEKSUK, 1998). A resposta do controlador PI síncrono é determinada pela sua largura de faixa (*bandwidth*). A largura de faixa do controlador é limitada pelo termo de acoplamento entre as malhas d e q que depende das correntes, velocidade e dos parâmetros da máquina. Contudo, o desempenho pode ser melhorado se for utilizado um termo com realimentação de velocidade (*feed forward*).

As máquinas CA podem ser representadas de forma escalar ou complexa (HOLTZ, 2003). O uso da notação complexa e a generalização de ferramentas de controle, tais como o lugar de raízes, possibilitam uma forma de comparação de desempenho de diferentes topologias de reguladores de corrente. Em (BRIZ; DEGNER; LORENZ, 1997) os reguladores PI síncronos foram representados na forma complexa e incorporando um termo de desacoplamento das malhas dq , o controlador obtido foi denominado “Controlador PI síncrono complexo vetorial” (*Complex vector, synchronous frame PI*). Essa alternativa apresenta melhores desempenhos que os controladores PI síncronos convencionais até mesmo quando a frequência síncrona se aproxima da frequência para qual o controlador síncrono convencional foi sintonizado (*bandwidth*). O controlador PI síncrono convencional com termo de desacoplamento das malhas dq movem o pólo da planta em direção ao zero do controlador. Contudo, o controlador PI síncrono complexo vetorial é obtido a partir de uma modificação na estrutura do controlador PI síncrono com desacoplamento, a modificação move o zero do controlador em direção ao pólo da planta, havendo, assim, o cancelamento do pólo da planta. Por outro lado, o pólo do modelo da máquina pode ser trasladado virtualmente de forma que se possa obter respostas rápidas e robustez (KIM; LORENZ, 2004). Esta técnica consiste em se empregar um termo de realimentação de estados, chamada resistência ativa (*active resistance state feedback*) ao controlador síncrono. Esse

parâmetro virtual tem como propósito reduzir a sensibilidade em relação a variações paramétricas, através do deslocamento do pólo assimétrico do sistema para uma posição mais distante do semi-plano direito. Portanto, o desempenho do controlador é melhorado a partir de modificação na localização dos pólos da máquina (sistema).

1.1.3 Estimação de posição rotórica

O controle de máquinas sem sensores mecânicos de posição tem sido um interessante e desafiador campo de investigação nas últimas décadas. As pesquisas desenvolvidas tem como objetivo eliminar a necessidade de utilizar um sensor de posição usando a própria máquina a ímã como sensor. Isto deve-se ao fato de que os sensores de posição ou velocidade requerem, de modo geral, uma montagem extra no eixo da máquina e, como consequência, o sistema de acionamento tem sua confiabilidade e imunidade ao ruído reduzidas e aumento do custo. Em particular, para acionamento de máquinas a ímã permanente de baixa potência, o sensor contribui significativamente para o custo total do sistema de acionamento.

Os métodos de controle que visam a substituição de sensores de posição ou velocidade em controle de máquinas síncronas a ímã permanente utilizam a própria máquina como sensor de posição. Esses métodos utilizam o inversor para fornecer e extrair os sinais úteis para estimação de posição, e empregam técnicas de processamento de sinais para estimação dos sinais posição ou velocidade. Essas estratégias de controle são comumente designadas na literatura como controle *sensorless* ou controle *self-sensing* (*sensorless control or self-sensing control*).

As estratégias de controle *sensorless* são divididas de acordo com o tipo de aplicação: estimação de posição em alta velocidade, estimação de posição a velocidade nula ou em baixa velocidade ou, estimação da polaridade (sentido de rotação) ou posição inicial da máquina. Para estimação de posição em alta velocidade, em geral, a força contra-eletromotriz (f_{cem}) é usada para fornecer a estimação de posição. Entretanto, em baixas velocidades ou a velocidade nula, a f_{cem} tem valor pequeno ou até desprezível, nessas condições, utilizam-se efeitos secundários da máquina, como o rastreamento das saliências para estimação de posição.

1.1.3.1 Estimação de posição em média e alta velocidade

O método da excitação fundamental permite obter uma boa informação acima de uma certa velocidade, entretanto, esta informação desaparece com a diminuição da velocidade, levando a deterioração do desempenho do estimador. O método da excitação fundamental baseia-se na estimação da força contra-eletromotriz da máquina.

As tensões e correntes trifásicas da máquina síncrona a ímã permanente possuem a informação da velocidade e da posição. Processando as amostras destas variáveis juntamente com modelos adequados pode-se extrair esta informação. Este procedimento implica essencialmente em estimar a força contra-eletromotriz da máquina. Várias abordagens têm sido sugeridas, algumas são baseadas na estimação direta da força contra eletromotriz ou do fluxo enlaçado devido ao ímã permanente, por meio de observadores de estado ou filtro de Kalman. Outros métodos são baseados no erro de corrente ou de tensão entre as variáveis medidas e calculadas por meio do modelo da máquina.

Usando a força contra-eletromotriz

Os motores a ímã permanente com fcm trapezoidal (BDCM) são bons candidatos para operação *sensorless* devido a natureza de sua excitação que oferece simplicidade para extrair a informação da posição das tensões terminais do motor. Nos motores BDCM, somente duas fases conduzem a todo instante e a fase que não conduz contém o sinal da fcm. Explorando isto, alguns métodos que detectam a fcm da fase que não conduz são tratados na literatura técnica (IIZUKA; UZUHASHI, 1985), (BECERRA; JAHNS; EHSANI, 1991). Em (IIZUKA; UZUHASHI, 1985) os instantes de chaveamento do conversor foram obtidos pelo conhecimento do cruzamento por zero da fcm. Monitorando a fcm quando a corrente da fase é zero, o cruzamento por zero é determinado. Filtros passa baixa são usados para eliminar os harmônicos na tensão terminal. Os instantes de cruzamento por zero são decodificados e apropriadamente deslocados no tempo para produzirem o padrão de chaveamento. O esquema funciona bem apenas em regime permanente. Um método similar a este usa um circuito PLL (*Phase-Locked Loop*).

Este método fornece o sinal de posição de maneira similar ao sinal de um sensor de efeito Hall. Entretanto, o método é sensível ao ruído de chaveamento e opera numa pequena faixa de frequência.

A fcm da fase aberta (ou não-excitada) pode ser integrada para se obter a informação da posição (BECERRA; JAHNS; EHSANI, 1991). A integração é baseada no valor absoluto da fcm de fase aberta. A integração se inicia quando a fcm de fase aberta passa pelo zero. Um valor de limiar (*threshold*) é escolhido para parar a integração que corresponde ao instante de comutação. Esta abordagem tem a vantagem de reduzir a sensibilidade ao ruído de chaveamento e ajuste automático dos instantes de chaveamento do inversor para variações na velocidade mas, a operação em baixa velocidade é pobre como em todos os casos anteriores.

Outro método (OGASAWARA; AKAGI, 1991) é baseado na detecção dos instantes nos quais os diodos de roda livre da fase não excitada conduzem. Este esquema apesar de apresentar desempenho uniforme em várias condições de operação necessita de um circuito complexo.

Usando medidas de tensão e corrente

Estes esquemas são geralmente usados para máquinas a ímã permanente com força contra-eletromotriz (fcm) senoidal mas podem ser, em alguns casos, adaptados para máquinas com fcm trapezoidal. Um exemplo disso é apresentado em (WU; SLEMON, 1990), (NAIDU; BOSE, 1992) onde a fcm é estimada a partir das medidas das tensões e correntes do estator. Estas grandezas são medidas e processadas de forma analógica para produzir o vetor fluxo de enlace do estator. O ângulo deste vetor é usado para produzir os sinais de comando das correntes. A velocidade é obtida também pela taxa de variação do ângulo do fluxo.

Uma outra abordagem é apresentada em (MATSUI; SHIGYO, 1992), (MATSUI; TAKESHITA; YASUDA, 1992) e (MATSUI, 1993). Nestas estratégias, a diferença entre as variáveis medidas e estimadas é usada para obter a informação da posição. O modelo em tensão (MATSUI; SHIGYO, 1992) e em corrente (MATSUI; TAKESHITA; YASUDA, 1992) podem ser usados. O controlador de corrente determina qual a tensão a ser aplicada no motor de acordo com a posição hipotética do rotor. A tensão ideal é calculada usando o modelo em tensão do motor e a corrente medida.

A diferença entre a tensão real e ideal é proporcional a diferença angular entre as posições hipotética e real. A sincronização é conseguida se esta diferença é reduzida para zero.

Usando observadores

Observadores são modelos que são alimentados com as mesmas entradas e saídas do sistema real (LORENZ, 2002a). O resultado é a estimação em tempo real da resposta do sistema tratado. Um controlador pode ser adicionado ao modelo, ele é usado para forçar o modelo do observador a rastrear os estados. A estimação da posição usando observadores de estado é amplamente citada na literatura. As abordagens incluem o uso de observadores não-lineares (GUCHUAN, 2001), observadores de ordem completa (SHEN; ZHU; HOWE, 2002), observadores de ordem reduzida (HAMADA, 1999), (KIM; HARKE; LORENZ, 2003a), observadores de perturbação (KIM, 2003), (ICHIKAWA, 2001), (MORIMOTO, 2002) e observadores modo deslizante (*sliding mode*) (ZHIQIAN, 2000a), (Y.-SEOK; J.-SOO; Y.-SEOK, 2000). Alguns esquemas empregam um Filtro de Kalman (BOLOGNANI; OBOE; ZIGLIOTTO, 1999) para estimar a posição e a velocidade em tempo real.

A maioria dos métodos baseados na excitação fundamental são aplicados a máquinas de pólos lisos. Algumas aproximações são necessárias para aplicá-los a máquinas de pólos salientes o que leva a erros de estimação e degradação do desempenho dinâmico. Um novo modelo para máquinas com saliência, tais como máquinas com ímãs inseridos no rotor, foi obtido em (ZHIQIAN, 2000b), onde nenhuma aproximação é necessária. O modelo é baseado numa fcm baseada na saliência no referencial estacionário (ZHIQIAN, 2000b). Esta fcm baseada na saliência consiste dos termos salientes do modelo da máquina em adição ao termo da fcm. A aplicação deste modelo foi melhorada pela transformação para o referencial rotórico em (MORIMOTO, 2002). Usando o modelo proposto, métodos de controle *sensorless* usados para máquinas específicas podem ser estendidos para outros tipos de máquinas síncronas. Em (KIM; HARKE; LORENZ, 2003a) este modelo foi explorado usando uma topologia de observador que não introduz atraso na estimação de posição.

Medindo o terceiro harmônico da fcm

O terceiro harmônico da força contra-eletromotriz pode ser usado para determinação dos instantes de comutação (chaveamento) em máquinas BDCM (MOREIRA, 1996). A forma de onda trapezoidal da força contra-eletromotriz contém, além da componente fundamental, componentes de alta frequência. Particularmente, a componente de terceiro harmônico é extraída a partir da soma das tensões terminais da máquina. O sinal resultante mantém uma relação de fase com o fluxo do rotor para qualquer condição de carga ou velocidade. A componente de terceiro harmônico é filtrada e integrada para se obter o fluxo de enlace de terceiro harmônico. Os instantes de cruzamento por zero do fluxo de enlace de terceiro harmônico correspondem aos instantes de comutação para o motor BLDC. Contudo, o método necessita um passo polar do enrolamento do estator maior que $2/3$.

Usando a variação da indutância da máquina

Em máquinas síncronas a ímã permanente, a variação nas indutâncias das fases é causada pela diferença entre a relutância dos eixos direto e em quadratura do rotor. Particularmente, a mudança da posição do eixo da máquina proporciona alterações do fluxo que concatena os enrolamentos e assim, mudança nas indutâncias. Portanto, a informação da posição do rotor pode ser obtida como função da variação das indutâncias de fase da máquina.

O princípio de variação da indutância é aplicado a um motor BDCM em (BINNS; SHIMMIN; AL-AUBIDY, 1991). A variação da indutância própria com a posição do rotor é determinada através da injeção de um sinal senoidal de alta frequência (variável) em uma das fases, as tensões e correntes são medidas. A variação da impedância de fase e da impedância mútua com a posição do rotor são determinadas. Uma vez que a corrente da máquina contém termos da frequência de alimentação e de alta frequência, verifica-se que a componente de tensão em alta frequência é modulada pela posição do rotor e depende da relutância da máquina. Um circuito de demodulação é utilizado para determinação dos instantes de comutação das chaves do inversor, em sincronismo com a rotação do eixo.

Em (KULKARNI; EHSANI, 1992), as indutâncias das fases de um motor com ímãs inseridos no rotor (IPMSM) são calculadas a partir das medições das tensões e correntes de fase do motor. Para o cálculo das indutâncias de fase é assumido que as variações das indutâncias são

desprezíveis com a posição elétrica do rotor, desde que a frequência de chaveamento seja maior que 10 kHz. As indutâncias calculadas são então armazenadas em uma tabela sendo usadas para estimar a posição do rotor pela comparação dos valores medidos. O esquema requer o cálculo prévio das indutâncias para armazenamento, o que influencia a estimação de posição.

1.1.3.2 Estimação de posição em baixa velocidade ou a velocidade nula

Os esquemas de controle de máquinas síncronas a ímãs permanente sem sensores de posição (*sensorless* ou *self-sensing*) baseados na excitação fundamental são limitados a certas faixas de velocidade. Estes métodos não podem ser aplicados na faixa de velocidades baixa e nula. Isto acontece devido a falta de informação de posição do rotor, já que a tensão induzida se torna muito baixa quando a velocidade diminui. Como a estabilidade dos modelos baseados em estimadores é função da tensão induzida, eles apresentam dificuldades em baixa velocidade. Além disso, um outro inconveniente apresentado por estes modelos é a dependência em relação aos parâmetros.

As máquinas de corrente alternada CA apresentam propriedades magnéticas que são dependentes da posição angular do rotor ou do fluxo (SCHROEDL, 1994). Essas variações com a posição do rotor ou fluxo são causadas por aspectos construtivos (disposições geométricas das saliências, como no caso de máquinas a relutância e máquinas a ímã permanente) ou efeitos da saturação (máquinas de indução e máquinas a ímã permanente montados na superfície). Essas anisotropias magnéticas fornecem informações acerca dos eixos direto (d) ou em quadratura (q) (ou posição do rotor) de máquinas a relutância e máquinas a ímã, ou informações sobre a posição do fluxo do rotor (máquinas de indução ou máquinas a ímã permanente).

Nas máquinas síncronas a ímã permanente com pólos salientes algumas de suas características dependem da posição rotórica. Por exemplo, a indutância da máquina varia em função da posição rotórica. Isto pode ser utilizado para estimar a posição rotórica injetando um sinal de teste adequado, tal como tensões ou correntes de alta frequência (em relação a frequência

de alimentação fundamental). A posição pode ser estimada mesmo com a máquina parada ou em muito baixa rotação.

Durante as últimas duas décadas, um interessante campo de pesquisa surgiu na tentativa de eliminar os problemas encontrados em baixa velocidade. Estes métodos são chamados de “métodos da injeção de sinal”. Diversos artigos demonstram que estes métodos tornaram-se cada vez mais atrativos (SCHROEDL, 1994), (JANSEN; CORLEY; LORENZ, 1995), (OGASAWARA; AKAGI, 1998b), (CORLEY; LORENZ, 1998), (AIHARA, 1999), (CONSOLI; SCARCELLA; TESTA, 2001), (LINKE; KENNEL; HOLTZ, 2002), (BRIZ, 2005).

Os métodos de injeção de sinal exploram características da máquina que não são reproduzidas pelo modelo fundamental. Nestes métodos um sinal de alta frequência (*carrier signal*), que pode ser tensão ou corrente, é injetado no motor e a posição e velocidade são determinadas pelo processamento das tensões ou correntes. Estas técnicas exploram as saliências magnéticas da PMSM. A saliência não é uma particularidade de um tipo de máquina. Máquinas de relutância e máquinas a ímãs permanentes inserido no rotor são, deliberadamente construídas com a presença de saliências significantes. Elas existem, mesmo que não sejam dominantes, em máquinas não salientes (pólos lisos) como máquinas de indução e máquinas a ímãs permanentes, com estes montados na superfície do rotor.

Diferentes variações de sinais de alta frequência são propostos na literatura. Os sinais podem ser periódicos, produzindo um campo girante de alta frequência ou um campo alternado com uma direção espacial pré-determinada, produzido no eixo direto (d) ou no eixo em quadratura (q). Os sinais são modulados pelas saliências da máquina. Os dois principais métodos de estimação de posição do rotor a partir da injeção de sinais de alta frequência são: injeção de sinal de alta frequência girante (*High frequency carrier injection - Rotating*) e sinal de alta frequência pulsante (*High frequency carrier injection - Pulsating*). Entretanto, variantes dos métodos de injeção de alta frequência são encontrados na literatura.

A. Sinal de alta frequência girante (*High frequency carrier injection - Rotating*)

O esquema consiste na injeção de um sinal senoidal balanceado de alta frequência, su-

perposto à excitação fundamental. A resposta a esse sinal de alta frequência contém uma informação de posição da saliência, se a máquina tiver saliência. O esquema baseado na injeção de tensão é o esquema mais utilizado pois a injeção de sinais de corrente necessitam de controladores de corrente com grandes larguras de faixa (*bandwidth*). O sinal de alta frequência girante é composto por duas componentes de seqüência positiva e negativa.

Os primeiros trabalhos que exploraram a aplicação de sinais de alta frequência para estimação de posição foram desenvolvidos em máquinas de indução trifásicas. A tensão de seqüência zero gerada pela aplicação de uma portadora girante é utilizada para determinação da posição do rotor de uma máquina de indução em (BRIZ, 2005), no trabalho é apresentado apenas uma análise teórica e simulações.

Em (SCHROEDL, 1994) um sinal periódico é criado pela modificação no padrão de chaveamento do PWM. O método é baseado na injeção de um sinal de teste na máquina. Este sinal de teste é aplicado de forma intermitente numa determinada frequência. Sempre que o sinal de teste é aplicado, a alimentação fundamental é retirada da máquina e o inversor é chaveado em determinado padrão de forma a impor este sinal. A estimação da posição da saliência é determinada a partir da medição das derivadas das correntes durante os intervalos em que o sinal de teste é aplicado. Devido ao ruído de medição, este método é usado juntamente com um Filtro de Kalman de forma a obter a informação mais exata da posição do rotor.

Em (KONDO; TAKAHASHI; NISHIDA, 1995) é apresentada uma técnica para determinação da posição inicial do rotor de uma máquina IPMSM a partir da construção de trajetórias das correntes i_{sq} versus i_{sd} . Um sinal senoidal de alta frequência é aplicado superposto a alimentação fundamental. Uma vez que a máquina apresenta saliências, a diferença entre as indutâncias de eixo d e eixo q faz com que a curva formada por i_{sq} versus i_{sd} (*locus of current*) tenha um formato elíptico com seu eixo maior situado no eixo d . A elipse é obtida a partir de medições de tensão e corrente. A partir da análise das equações de tensão, a localização do eixo maior da elipse fornece a informação da posição do rotor. Essas trajetórias elípticas representam a imagem espacial das saliências da máquina. Além disso, o efeito da saturação magnética desloca o centro da elipse da origem do sistema de coordenadas i_{sq} versus i_{sd} , explorando esse fato, é

possível identificar a polaridade do ímã do rotor da máquina. O torque produzido pelo sinal de alta frequência é desprezível.

Em (JANSEN; CORLEY; LORENZ, 1995), (LIMEI; QINGING, 2002), (CILIA, 2002) um sinal de tensão de alta frequência contínuo é sobreposto ao sinal de alimentação da máquina. As correntes medidas são então processadas com uma técnica chamada heterodino (*heterodyning*) que produz um sinal aproximadamente proporcional a diferença entre a posição real e a posição estimada do rotor. Este sinal de erro de posição e a estimativa do conjugado são então usados como entradas de um observador de Luenberger para produzirem a estimativa da velocidade e da posição. Estes métodos possuem alguns problemas como a pequena relação sinal-ruído e a dependência paramétrica, além de estarem sujeitos a outros tipos de saliências parasitas existentes no motor, tais como as produzidas pela saturação. Em (LIMEI; QINGING, 2002) é destacada a influência da reação de armadura no formato das imagens e posição das saliências, resultados experimentais de estimação de posição são apresentados para a máquina operando sem a componente fundamental e com carga.

Devido a presença de anisotropias na máquina a ímã permanente, a aplicação de um vetor de tensão girante de alta frequência a máquina, gera uma corrente de alta frequência cuja amplitude depende da posição do rotor. Baseado nesse fato, (CONSOLI; SCARCELLA; TESTA, 2001) apresentaram um esquema no qual a identificação da posição dos eixos d e q é possível a partir dos máximos e mínimos da corrente de alta frequência. A partir da medição e registros do módulo da corrente de alta frequência, é estabelecido uma correspondência com a posição rotórica. Estes dados são armazenados em uma tabela (*look-up table*), a qual é acessada sempre que uma medição é feita, o resultado é a posição estimada do rotor. A precisão do método é limitada, teoricamente, a precisão na detecção dos máximos e mínimos da corrente de alta frequência. Contudo, o método necessita de uma técnica de identificação de posição inicial do rotor, pois, o método permite apenas a detecção da direção do eixo direto do rotor e não sua orientação. O método foi avaliado para condições de velocidade nula e para situações com e sem reversão de velocidade.

B. Sinal de alta frequência pulsante (*High frequency carrier injection - Pulsating*)

A injeção de sinal de alta frequência pulsante tem como princípio a aplicação de um sinal senoidal de alta frequência no eixo direto (d). Esse eixo é geralmente estimado. Como resultado da interação entre as saliências da máquina e o sinal de tensão em alta frequência, a corrente é composta por duas componentes: uma componente de seqüência positiva e uma componente de seqüência negativa. Para situações nas quais existe desalinhamento entre os eixos direto estimado e medido, a componente de seqüência negativa é função do erro de estimação de posição.

Em (CORLEY; LORENZ, 1998) implementa um método de demodulação dos sinais de corrente de alta frequência (*heterodyning process*) apresentado por (JANSEN; CORLEY; LORENZ, 1995), contudo, ao invés de se aplicar um vetor girante a máquina, aplica-se um vetor pulsante. Uma portadora de alta frequência é aplicada ao eixo q do referencial estimado do rotor, a posição estimada pode convergir para a posição real, se um controlador forçar a componente de corrente de alta frequência de eixo d a zero. A técnica de estimação de posição explora o fato de que a corrente de eixo d no referencial estimado do rotor, tem sua amplitude modulada pelo erro de estimação. Após a demodulação do sinal, um sinal CC proporcional ao erro de estimação e uma componente com o dobro da frequência da portadora, são usados como entrada de um observador. As estimativas de posição e velocidade são atualizadas e o erro de estimação converge para zero. A amplitude da portadora é de 10 % da tensão nominal da máquina, o conjugado produzido pela componente de alta frequência é desprezível. A técnica é verificada para baixas e altas rotações. Entretanto, a precisão do método é influenciada pela saturação da máquina, existindo uma dependência com o nível de carga aplicado.

Em (LINKE; KENNEL; HOLTZ, 2002) um sinal senoidal de alta frequência é usado na estimação da direção do eixo d para extrair um sinal da saliência devido a saturação com elevada razão sinal-ruído. O sinal de tensão da portadora é dividido em duas componentes iguais que giram em direções opostas. As trajetórias das correntes assumem formas elípticas sob a influência da saliência existente. A orientação espacial destas elipses desvia do eixo de campo real como uma função do erro do ângulo entre os eixos de campo real e estimado. Este método independe dos parâmetros da máquina e somente o erro de posição é estimado pelo esquema de rastreamento.

Um estudo do perfil de impedância de alta frequência da máquina síncrona com ímãs montados na superfície (*Surface Mounted - Permanent-Magnet Synchronous Machine, SM-PMSM*) em função da frequência foi realizado por (IDE, 2003) para alguns valores de amplitude e frequência da portadora de alta frequência. Um método de estimação de posição do rotor é proposto baseado na injeção de uma senóide de alta frequência é somada a alimentação fundamental de eixo d . É estabelecido uma relação entre o referencial síncrono real e o referencial síncrono estimado de modo que, a corrente de eixo q do referencial estimado é função do erro de estimação de posição. Contudo, existe uma dependência com a diferença entre as impedâncias de eixo d e eixo q . A informação de posição é obtida a partir do processamento do sinais de corrente através de um filtro passa-baixas, demodulação do sinal resultante e a aplicação de um algoritmo PLL (*Phase-Locked Loop*).

Os efeitos de não-linearidades do inversor, tais como o efeito do tempo morto (*dead-time effect*) do inversor são apresentados em (LINKE; KENNEL; HOLTZ, 2003). Os impactos do tempo morto do inversor nas portadoras girante e pulsante são tratados. Para a portadora girante, o tempo morto do inversor provoca distorções na portadora devido a desvios de tensões nas transições entre setores da modulação vetorial (*Space-vector modulation*). Como resultado, ocorre uma modulação da amplitude da portadora que não consegue ser eliminada durante a etapa de demodulação do sinal. Com relação a portadora pulsante, o tempo morto provoca uma distorção na corrente de eixo q de alta frequência (usada para identificação das saliências), função do ângulo relativo entre a portadora e a excitação fundamental. Dessa forma, é mostrado que uma escolha adequada do ângulo da portadora pulsante com relação a excitação fundamental, minimiza as distorções provocadas pela não-linearidades do inversor. A análise realizada mostra que os efeitos do tempo morto são minimizados quando a portadora encontra-se ortogonal em relação a alimentação fundamental, ou seja, quando o ângulo de injeção da portadora é 90 graus com relação a fundamental. Segundo os autores, tem-se ainda que, os efeitos de tempo morto tem impacto menor quando a máquina opera sob carga. Por outro lado, não é apresentada nenhuma técnica de compensação dos efeitos do tempo morto para a situação de injeção de portadora girante.

Em (CONSOLI; SCARCELLA; TESTA, 2000) foi apresentado um método baseado na medição de tensão do neutro da máquina em combinação com a injeção de um sinal de alta frequência. O princípio do método é a interação entre a portadora e o fluxo de eixo direto do ímã do rotor. A idéia básica é a comparação da direção do fluxo produzido pela portadora e o fluxo do ímã permanente. Quando os dois fluxos estão alinhados, a componente de terceiro harmônico do fluxo aumenta, quando os dois fluxos estão em sentidos contrários, essa componente diminui. Quando a componente de fmm da portadora é ortogonal ao fluxo do ímã, a componente de terceiro harmônico não varia. Além disso, a componente de terceiro harmônico do fluxo e a componente de terceiro harmônico da tensão do neutro da máquina tem um defasamento de 90 graus. A estimação do rotor é realizada a partir da detecção dos máximos, mínimos e cruzamentos por zero do fluxo principal e da tensão de alta frequência.

Uma combinação entre o modelo fundamental em tensão e o modelo em alta frequência é realizado (PIIPPO; HINKKANEN; LUOMI, 2004) com o objetivo de controle *sensorless* em uma máquina a ímã permanente, do repouso até médias velocidades. Uma modificação no modelo fundamental em tensão é feita de modo a considerar a variação de velocidade e, assim, tenha menor contribuição para baixas velocidades. A estimação de posição em baixas velocidades é realizada através da técnica de injeção de um sinal de alta frequência pulsante. A portadora de alta frequência é somada a tensão fundamental de eixo d no referencial estimado do rotor. A corrente de alta frequência é gerada no eixo q do referencial estimado, cuja amplitude é modulada pelo erro de estimação de posição. A partir da demodulação do sinal de corrente, um PLL é usado para a convergência entre as posições medida e estimada do rotor. A amplitude e frequência da portadora também são variados de acordo com a velocidade. O algoritmo foi testado para duas condições principais: degrau na velocidade de referência sem aplicação de torque de carga e, a velocidade nula com aplicação de degraus de carga.

1.1.3.3 Estimação da posição inicial do ímã

Uma das formas clássicas para detecção da posição inicial de uma máquina a ímã é se empregar sensores de efeito Hall para detectar o fluxo magnético do ímã (KIM, 2004). Entretanto, a implementação desses sensores traz como fator limitante a resolução, a qual, implica em degradação do torque de partida. Além disso, uma alternativa encontrada na literatura é o emprego de bobinas de procura (*search coils*) nos dentes do estator da máquina quando excitadas por um sinal de alta frequência (BINNS; AL-AUBIDY; SHIMMIN, 1990). A demodulação da corrente de alta frequência das bobinas permite a determinação da posição do rotor.

Por outro lado, uma forma simples e de baixo custo de implementação para detecção da posição inicial do ímã é a aplicação de uma corrente CC para o alinhamento do fluxo do ímã com o eixo magnético dos enrolamentos. Entretanto, esse alinhamento requer que o eixo esteja livre, ou seja, sem acoplamento com uma carga. Dessa forma, essas restrições impedem o uso dessas técnicas a várias aplicações.

Métodos de estimação da posição inicial do rotor para máquinas a ímãs permanentes tem sido uma área de intensa investigação. Os dois métodos básicos para estimação da posição inicial tem sido a aplicação de um pulso (corrente ou tensão) (MATSUI, 1993), (OSTLUND; BROKEMPER, 1996), (SCHMIDT, 1997), (SCHROEDL, 1998), (OGASAWARA; AKAGI, 1998a), (BATZEL; LEE, 1999b), (BOUSSAK, 2002), (TURSINI; PETRELLA; PARASILITI, 2003), (BOUSSAK, 2005), (PERSSON; MARKOVIC; PERRIARD, 2005), ou a injeção de sinais de alta frequência (portadora) (KONDO; TAKAHASHI; NISHIDA, 1995), (JANSEN; LORENZ, 1996), (CHUNG; KANG; SUL, 1999), (CONSOLI; SCARCELLA; TESTA, 2000), (IDE, 2003), (JEONG, 2003), (ESKOLA; JUSSILA; TUSSA, 2004), (KIM, 2004), (KANG, 2004). Tem-se ainda outros métodos que não se enquadram nas duas categorias anteriores (HAQUE; ZHONG; RAHMAN, 2003), (NOGUCHI, 2003).

Os métodos de aplicação de pulso (tensão ou corrente) tem como objetivo obter o perfil de indutância em função da posição do rotor. Um dos primeiros trabalhos utilizando esse princípio foi realizado em (SCHROEDL, 1998). O método apresentado baseia-se na medição *online* do fluxo a partir da reatância (*INFORM - Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement*). Pulsos de tensão são aplicados as fases e, as tensões e as derivadas de corrente são medidas. Contudo, durante a aplicação dos pulsos de tensão, a excitação fundamental da

máquina é retirada. Para resolver esse problema, (OGASAWARA; AKAGI, 1998a) propuseram um método alternativo no qual a técnica de modulação por largura de pulsos (*PWM*) foi modificada de forma que todos os seis vetores ativos sejam aplicados por um intervalo mínimo durante cada período de chaveamento. Isto possibilitou, a velocidade nula, a medição das derivadas de correntes e assim, informação acerca das componentes harmônicas da corrente de fase. As medições de corrente foram empregadas para a determinação da matriz de indutância. A estimação da posição inicial do rotor é obtida a partir da função arcotangente dos termos da matriz de indutâncias.

Em (MATSUI, 1993) o inversor fonte de tensão é usado para produzir uma seqüência de pulsos de tensão que são aplicados as fases da máquina, as amplitudes correntes geradas apresentam uma distribuição de corrente senoidal, função da posição rotórica. Os pulsos de tensão são definidos de acordo com o seu ciclo de trabalho (*duty cycle*) ou intervalo de aplicação. De acordo com o ciclo de trabalho, o fluxo gerado pelas correntes pode provocar a saturação do circuito da máquina. A técnica de estimação da posição inicial baseia-se a na diferença entre as amplitudes dos pulsos de corrente nas fases da máquina. A partir das medições, consulta-se uma tabela para determinação da posição. Contudo, a posição estimada pode ser deduzida como θ_r ou $\theta_r + \pi$. Dessa forma, um outro pulso de tensão (pulso de teste) é aplicado para provocar a saturação da máquina e de acordo com a amplitude dos pulsos, a polaridade do ímã pode ser identificada e a posição do rotor discriminada entre θ_r ou $\theta_r + \pi$. Diferentemente da técnica apresentada por (MATSUI, 1993), (SCHMIDT, 1997) explora o efeito da saturação diretamente, isto é realizado a partir de pulsos de tensão de maior duração. Isto é possível a partir da identificação da polaridade do ímã e, de uma aproximação da expressão utilizada por (MATSUI, 1993) no cálculo da posição do rotor.

A técnica de aplicação de pulsos de tensão também é realizada em (OSTLUND; BROKEMPER, 1996) para identificação da posição inicial. Foi realizado o levantamento das amplitudes dos pulsos de corrente gerados nas fases com o objetivo de determinar a localização dos eixos direto e em quadratura do ímã. Os ensaios são realizados para pulsos com curta e longa duração. Verificou-se que a partir dos perfis de corrente pode-se determinar as regiões de eixos direto

e em quadratura, contudo, os pulsos de longa duração provocam a saturação das pontes de ferro situadas entre os ímãs do rotor (*iron bridges*), o que torna mais evidente a localização das regiões dos eixos direto e em quadratura e ainda, da polaridade do ímã. Explorando essas características, e que o torque produzido pela máquina depende da localização do eixo q em relação ao vetor espacial de corrente do estator, um algoritmo é implementado para identificação da posição inicial da máquina. Os autores destacam que o método deve ser ajustado de acordo com o tipo de máquina e as características do sistema de acionamento (frequência de chaveamento, tensão do barramento CC, etc).

Um esquema de aplicação de pulsos de tensão as fases de uma máquina a ímã permanente sem ranhuras (*Slotless PMSM*) é realizada em (BATZEL; LEE, 1999b). As máquinas *slotless PMSM* apresentam indutâncias de fase dependentes da posição do rotor, conforme a posição do ímã do rotor se alinha com o eixo magnético das fases da máquina. Dessa forma, os pulsos de tensão aplicados a máquina produzem correntes cuja forma varia com a posição. A partir da medição das tensões e correntes de fase, determina-se as indutâncias de fase em função da posição do rotor. Os valores de indutância são armazenados em uma tabela (*look-up table*). Portanto, a posição inicial do rotor é obtida a partir da medição das indutâncias e pesquisa na tabela de ângulo correspondente. A tabela é associada a um observador de ordem completa (BATZEL; LEE, 1999a) para controle sem sensor de posição em baixas velocidades. Contudo, as indutâncias apresentam uma incerteza de 180 graus elétricos devido a sua dependência senoidal com o dobro da posição elétrica. Para solução correta, a determinação da polaridade do ímã do rotor é realizada quando pulsos de corrente da ordem da corrente nominal são aplicados para saturar o circuito magnético da máquina.

A técnica proposta por (MATSUI, 1993) é reproduzida por (BOUSSAK, 2002) na qual os perfis dos pulsos de correntes são gerados para a situação na qual o circuito da máquina é saturado. No trabalho é apresentado uma generalização do método proposto por (MATSUI, 1993) para determinação da posição estimada a partir da localização de três setores formados pelos perfis de corrente estatórica. É apresentada a associação dos pulsos de tensão geradas pelo inversor a vetores de tensão, além disso, é verificado experimentalmente que as oscilações de torque

provocadas pelos pulsos de correntes são desprezíveis.

Em (TURSINI; PETRELLA; PARASILITI, 2003) um procedimento de aplicação dos pulsos de tensão é apresentado no qual para uma dada posição rotórica, uma seqüência de pulsos provoca, para uma dada fase, um pulso positivo ($i+$) que não satura a máquina. Num segundo momento, uma outra seqüência de pulsos provoca um pulso de corrente no sentido contrário ($i-$) de maneira a provocar a saturação da máquina. A diferença entre as correntes ($i+, i-$) é armazenada. O processo é repetido para outras duas fases. Assumindo que essa diferença entre os pulsos de corrente é função da posição do rotor, e que varia de forma senoidal. Por outro lado, as diferenças entre os pulsos de corrente não apresenta continuidade e influenciadas por erros de medição. Assim, a presença de incertezas nas medições e perda nas variações das diferenças de correntes implica na utilização de uma lógica *fuzzy* para determinação da posição inicial do rotor e assim, minimizar os erros de estimação. O algoritmo é implementado em DSP (*Digital Signal Processor*) e os resultados obtidos são comparados com sensores comerciais.

As técnicas propostas por (JANG-MOK, 1997) e (PERSSON; MARKOVIC; PERRIARD, 2005) não utilizam pulsos como sinais de teste para extração da informação de posição. Em (JANG-MOK, 1997) é apresentada uma técnica de geração de sinais intermitentes do inversor fonte de tensão. Os sinais modulados produzem uma força magnetomotriz girante (fmm). A produção do padrão de pulsos intermitentes é realizado através de uma portadora triangular associada a um deslocador de fase, selecionado de maneira periódica. A componente de corrente resultante da frequência de chaveamento é usada para calcular a posição do rotor. Isto é demonstrado com base na relação das correntes estatóricas geradas com esse padrão de chaveamento. A vantagem com relação ao método de injeção de portadora é que a corrente flui pela máquina de forma intermitente, assim, diminuído as perdas de potência. A técnica é implementada para acionamento de uma máquina a ímã em baixas velocidades e a velocidade nula.

A injeção de sinais de alta frequência girante ou pulsante, tem se configurado em uma alternativa muito empregada para determinar a posição inicial. Em (KONDO; TAKAHASHI; NISHIDA, 1995), o eixo magnético foi identificado a partir da trajetória formada pelas correntes i_{sq} versus i_{sd} (*current locus*), resultantes da aplicação de um sinal de alta frequência. Para detecção da

polaridade do ímã, uma onda quadrada de alta frequência é aplicada as fases da máquina. As amplitudes das correntes são armazenadas para as posições θ_r e $\theta_r + \pi$. As diferenças de amplitude provocadas pela saturação da máquina são examinadas em um gráfico no referencial $\alpha\beta$. A polaridade do ímã do rotor é detectada pelo deslocamento do centro da elipse formada, provocada pela saturação magnética da máquina.

Em (CHUNG; KANG; SUL, 1999) uma corrente de alta frequência é aplicada a máquina a ímã no referencial estimado do rotor, de modo que as tensões de alta frequência geradas mesmo referencial são função da saliência da máquina. Para detecção da posição do rotor, é empregado um esquema de demodulação composto por um filtro passa-baixas e um regulador PI. A detecção da polaridade do ímã é realizada a partir da identificação de uma componente de segunda harmônica da tensão de eixo direto no referencial estimado do rotor, que varia com a indutância, função do nível de saturação da máquina. Em (IDE, 2003) uma análise da impedância de alta frequência no referencial estacionário em função da posição e da frequência da portadora é realizada. Uma portadora pulsante de alta frequência é aplicada ao eixo direto da máquina. Para estimação da posição do rotor, é utilizado a componente de segunda harmônica na corrente gerada. A identificação do eixo direto do ímã do rotor é realizada com base na identificação da fase dessa componente de segunda harmônica. Um esquema de demodulação do sinal é apresentado.

Uma análise do modelo em alta frequência incorporando o efeito de saturação a partir da inclusão de uma componente de segundo harmônico da portadora de alta frequência é realizada em (JEONG, 2003). Como resultado é possível identificar a polaridade o ímã do rotor. A análise é realizada para duas situações de portadoras de alta frequência girante e pulsante. As correntes de alta frequência geradas nas duas situações contém duas componentes uma com informação sobre a localização do ímã do rotor e outra com informação acerca da polaridade do ímã do rotor. O estimador utilizado é composto por um processo de demodulação (*heterodyning process*) e um observador de Luenberger. A técnica é reproduzida por (ESKOLA; JUSSILA; TUSSA, 2004) contudo, utiliza-se como conversor de potência um conversor matriz (*matrix converter*) em lugar de um inversor fonte de tensão, além disso, o trabalho destaca as principais fontes de

erros no algoritmo de estimação utilizado.

Uma técnica para compensação dos erros de estimação da posição inicial do rotor quando um sinal de portadora pulsante é aplicada a máquina a ímã permanente é apresentado em (KIM, 2004). A técnica é composta por uma estratégia de demodulação por filtros passa-faixa no referencial síncrono da portadora, um filtro para a componente de seqüência positiva e outro filtro para a componente de seqüência negativa. Os sinais filtrados devem ser aplicados a entrada de um filtro passa-baixas. A freqüência do filtro passa-baixas deve ser escolhida de modo a permitir o rastreamento da saliência espacial e extração das componentes de segunda harmônica da portadora.

Como descrito na seção anterior, (CONSOLI; SCARCELLA; TESTA, 2001), apresentaram um esquema no qual a identificação da posição dos eixos d e q é possível a partir dos máximos e mínimos da corrente de alta freqüência. A partir da medição do módulo da corrente de alta freqüência, é estabelecida uma correspondência com a posição rotórica. Contudo, a técnica necessita de uma técnica de identificação de posição inicial do rotor, pois a técnica permite apenas a detecção da direção do eixo direto do rotor e não sua orientação. (HAQUE; ZHONG; RAHMAN, 2003) propõe a identificação da orientação do ímã do rotor a partir da aplicação de um sinal de teste (tensão) para duas posições rotóricas defasadas de 180 graus. O sinal de teste deve ser suficiente para provocar a saturação da máquina, o pico da corrente tem a ordem da corrente nominal. Comparando-se as diferenças de amplitudes nas duas situações, é possível determinar se o eixo magnético da fase está alinhado com um pólo norte ou pólo sul do ímã. O sistema é avaliado para o acionamento de uma máquina a ímã permanente com controle direto do torque (*Direct Torque Control - DTC*) sem sensor de posição.

Diferentemente de se utilizar sinais de alta freqüência em tensão, sinais de corrente em alta freqüência são aplicados à máquina a ímã permanente para determinação da posição inicial da máquina (KANG, 2004). A partir do modelo de alta freqüência da máquina no referencial estatórico, verifica-se que com a aplicação de sinais de corrente em alta freqüência à máquina, as tensões da máquina em $\alpha\beta$ contém componentes que variam com a posição do rotor, de forma senoidal (α) e co-senoidal (β), respectivamente. Dessa forma, a estimação de posição é obtida

com base na identificação da polaridade dessas componentes. Quatro setores são obtidos de acordo com as combinações das componentes $\alpha\beta$ da tensão. As tensões geradas são filtradas, as polaridades dos sinais resultantes verificadas e, assim o setor respectivo. Entretanto, verifica-se que existe uma incerteza de π radianos. Para solucionar esse impasse, a polaridade do ímã do rotor é testada. Nesse estágio, utilizam-se dois sinais de teste da portadora de corrente pulsante é aplicado ao eixo direto. O sinal de teste é composto por uma componente CC e uma componente alternada. Os dois sinais de teste tem diferentes amplitudes da parte alternada. As tensões obtidas pela demodulação são comparadas e a polaridade do ímã identificada. Apenas resultados de simulação são apresentados para a identificação da posição inicial. Além disso, os autores sugerem a possibilidade da determinação das indutâncias (L_{sd}, L_{sq}) da máquina com esta técnica, contudo resultados não são apresentados. Em contrapartida, a técnica não depende dos parâmetros da máquina.

Outro método que utiliza uma portadora de corrente pulsante no eixo em quadratura é abordado em (NOGUCHI, 2003). Neste método, a saliência do rotor e a produção de um campo pulsante são utilizados como base da técnica de estimação. As diferenças de fase entre as correntes magnetizantes e as tensões de referência possibilitam a estimação da posição do rotor. Através da injeção de uma portadora de corrente pulsante no eixo direto, é realizada a identificação se a posição do rotor está próxima a um pólo ou não. A amplitude da portadora é escolhida de forma a provocar a saturação da máquina. Nestas condições, verificou-se a existência de uma oscilação da tensão de referência quando o eixo magnético do estator está alinhado a um pólo do ímã do rotor. Além disso, as fases entre a tensão de referência e a corrente de referência varia nesta situação. Baseado nestas observações, a polaridade do ímã é determinada. Essa posição é utilizada como posição inicial do algoritmo de controle da máquina sem sensor em baixas velocidades. Resultados experimentais da estimação da posição são apresentados.

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

O presente trabalho tem por objetivo geral:

- Elaboração de técnicas de estimação de posição da máquina síncrona a ímãs permanentes para acionamento em baixas velocidades.

Além disso, esse trabalho tem como objetivos específicos:

- Caracterização da máquina síncrona a ímãs permanentes utilizando uma sistema de acionamento padrão;
- Implementação de uma estratégia para estimação de posição da máquina síncrona a ímãs permanentes para médias e altas velocidades;
- Implementação de uma bancada experimental para acionamento de máquinas síncronas a ímãs permanentes.

1.3 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Conforme discutido nas seções anteriores, verifica-se a crescente utilização de máquinas PMSM em substituição de máquinas elétricas convencionais para sistemas de acionamento de alto desempenho. Dessa forma, verifica-se o esforço em pesquisas por soluções que promovam a eliminação de sensores de posição, visando a redução do conjunto sistema conversor e máquina PMSM. Por sua vez, este trabalho apresenta contribuições referentes ao acionamento dessas máquinas com alto desempenho, especialmente com relação a estratégias de estimação de posição do rotor da máquina. Essas contribuições podem ser relacionadas abaixo:

1. Caracterização da máquina síncronas a ímãs permanentes: É proposto um procedimento que possibilita determinar os principais parâmetros da máquina a ímã permanente: resistências de fase, constante de força contra-eletromotriz e indutâncias de eixo direto e em quadratura. O procedimento destaca-se pela determinação das indutâncias d e q a partir de do levantamento dos perfis de indutâncias fase-fase da máquina em função da posição. É possível determinar as indutâncias d e q sem assumir hipóteses de distribuição simétrica dos enrolamentos e variação senoidal com a posição. Os parâmetros são extrema importância para a sintonia dos

controladores e para estratégias de estimação de posição em alta velocidade. O procedimento é implementado em um sistema padrão para acionamento de máquinas a ímã permanente.

2. Estimação da posição do rotor: São propostas e implementadas duas estratégias de estimação de posição da máquina a ímã permanente em baixa velocidade. As técnicas baseiam-se na injeção de sinal de tensão de alta frequência sobreposto a excitação fundamental. A partir o modelo de alta frequência da máquina é possível a estimação dos parâmetros de alta frequência da máquina. Com base nesses parâmetros é possível extrair a informação de posição. As estratégias são implementadas em um sistema de acionamento padrão para máquinas síncronas.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está dividido em sete capítulos. No primeiro capítulo foi apresentada uma visão geral sobre os sistemas de acionamento de máquinas a ímã permanente, classificação e citadas algumas aplicações. Além disso, é apresentada uma revisão da literatura a respeito de aspectos relacionados a acionamentos de máquinas PMSM sem sensor de posição: determinação de parâmetros da máquina, tipos de controladores de corrente e estratégias de estimação da posição da máquina para as diversas faixas de velocidade. Por fim, são apresentados os objetivos e contribuições do trabalho relacionado ao tema acionamento sem sensor.

No capítulo 2, intitulado “Máquina síncrona a ímã permanente”, apresenta-se o princípio de funcionamento desse tipo de máquina, as principais classificações. São descritos os modelos na forma de equações diferenciais. Além disso, são tratadas aspectos relacionados a produção de torque e características de aplicação.

No capítulo 3, intitulado “Determinação dos parâmetros da máquina”, é proposto um procedimento para obtenção dos parâmetros da máquina, com ênfase no levantamento das curvas de indutâncias fase-fase da máquina. Em seguida, é apresentada a técnica de validação dos parâmetros obtidos com a técnica, esses parâmetros são comparados com os parâmetros nominais do fabricante. Como resultado, os parâmetros experimentais são utilizados para determinação dos ganhos do sistema de controle. Esse estudo originou em um artigo aceito em congresso

internacional:

▷ Título do artigo: Determination of the parameters of a permanent-magnet synchronous machine.

▷ Evento: VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais - Induscon 2006, Recife-PE, Brasil, 2006.

No capítulo 4 é apresentada a estrutura de controle implementado para a máquina PMSM. É abordado o princípio de controle da máquina por orientação pelo campo. Além disso, são apresentadas as malhas de controle e o cálculo dos ganhos dos controladores.

No capítulo 5, “Estimação de posição da máquina em médias e altas velocidades”, é tratado o acionamento da máquina PMSM sem sensor de posição. É apresentada uma estratégia de estimação da posição rotórica da máquina para operação em médias e altas velocidades. Esta técnica foi estudada e implementada experimentalmente. São apresentados os princípios da estratégia a qual se baseia na estimação da força contra-eletromotriz da máquina. A estratégia é composta por um filtro de estados e um observador de Luenberger. Ao final, são apresentadas os principais resultados de simulação e experimentais desta técnica.

No capítulo 6, mais uma vez, é abordado o acionamento sem sensor de posição para velocidades baixas. São propostas duas técnicas para estimação de posição da máquina a ímãs permanentes. Estas técnicas são baseadas na injeção de um sinal de alta frequência à máquina e determinação da posição rotórica a partir da estimação dos parâmetros de alta frequência. Esses estudos resultaram em um artigo aceito em congresso internacional:

▷ Título do artigo: Self-sensing control of a PMSM synchronous motor at low speed based on parameter estimation.

▷ Evento: 32nd IEEE Industry Electronics Conference - IECON'06, Paris, França, 2006.

No capítulo 7, intitulado “Conclusões e trabalhos futuros” é apresentado uma síntese dos assuntos abordados ao longo do trabalho, são destacadas as contribuições do trabalho e sobretudo, são indicadas as propostas de continuidade das pesquisas iniciadas neste trabalho.

No apêndice A é apresentada uma descrição detalhada dos elementos que compõem a

plataforma experimental, a partir da qual foi possível obter todos os resultados experimentais exibidos neste trabalho.

A MÁQUINA SÍNCRONA A ÍMÃ PERMANENTE (PMSM)

Neste capítulo são apresentadas as equações básicas que definem o modelo da máquina síncrona a ímã permanente com força eletromotriz senoidal (PMSM). Essas equações permitem descrever o funcionamento da máquina síncrona a ímã permanente e possibilitam o entendimento das características básicas do controle dessas máquinas sem sensores mecânicos de posição (*self-sensing control*).

2.1 A MÁQUINA SÍNCRONA A ÍMÃ PERMANENTE

A substituição do enrolamento de campo do rotor da máquina síncrona por um ímã permanente, permitiu o surgimento de um novo tipo de máquina, a máquina síncrona a ímã permanente. A utilização de ímãs permanentes permitiu a redução das perdas no mesmo concentrando às perdas da máquina as perdas no enrolamento do estator. Isso significou redução do volume da máquina e um aumento na eficiência da máquina. Dessa maneira, com a máquina PMSM obteve-se uma maior relação potência por volume. Essa característica contribuiu para sua adoção em sistemas onde o espaço ocupado é um fator importante.

Como consequência, essas máquinas apresentam as maiores relações potência por volume e conjugado por volume. Essas características tornaram essas máquinas atrativas para substituição das máquinas de corrente contínua principalmente em aplicações de servomecanismos.

Dentre as aplicações mais comuns para máquinas síncronas a ímã permanente podemos citar:

- Aplicações com velocidade constante;

- Aplicações para operação como servomotor;
- Aplicações com velocidade variável.

2.2 CLASSIFICAÇÃO DAS MÁQUINAS SÍNCRONAS A ÍMÃ PERMANENTE

As máquinas síncronas a ímã permanente podem ser classificadas em duas principais categorias: quanto a forma da força contra-eletromotriz induzida e quanto a montagem dos ímãs do rotor. Essa variedade de tipos é função dos mais variados tipos de aplicações a que se destinam.

2.2.1 Quanto a força contra-eletromotriz

Em relação a forma da força contra-eletromotriz, a máquina síncrona pode ser classificada em: máquinas com força contra-eletromotriz trapezoidal e máquinas com força contra-eletromotriz senoidal.

1. Máquinas com força contra-eletromotriz trapezoidal (BDCM)

As máquinas com força contra-eletromotriz trapezoidal são geralmente denominados de máquinas de corrente contínua sem escovas (*Brushless DC Machines - BDCM*). A denominação de máquina BDCM deve-se ao fato de que as correntes estatóricas necessárias para produzir torque constante têm forma retangular e o campo de excitação da máquina encontra-se no rotor (ímã). A operação da máquina é associada a uma "inversão" da forma de operação máquina de corrente de contínua. A máquina tem comportamento similar a máquina de corrente contínua sem utilização de comutador mecânico e escovas, por isso, a origem da designação máquina CC sem escovas ou *Brushless DC machine*.

A máquina BDCM é especialmente projetada para desenvolver um torque constante quando excitada pelas formas de onda indicadas na Figura 2.1.

A forma de onda de corrente é fornecida por um inversor que deve ser chaveado em sincronismo com a posição do rotor. A informação de posição é fornecida por um sensor de posição ou

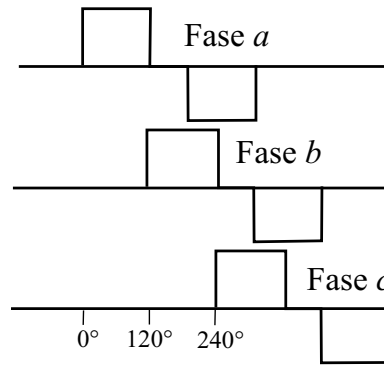


Figura 2.1. Representação das correntes de fase de uma BDCM

obtida por intermédio de uma técnica de estimação sendo usada na malha de realimentação do sistema de controle. Por essas razões, essa máquina é denominado também como motor síncrono chaveado a ímã permanente (*Commutating Permanent-Magnet Synchronous Machine*).

A comutação eletrônica (ou sincronização) do inversor, necessária para geração da corrente de excitação da máquina, requer que a posição do rotor seja detectada a cada 60 graus elétricos. Dessa maneira, não é necessário o emprego de sensores de alta resolução. Uma solução típica é o emprego de sensores de efeito Hall montados no estator da máquina para detecção do fluxo de entreferro ou ainda utilizar-se sensores de posição de baixa resolução. Portanto, em comparação com a máquina síncrona com f_{cem} senoidal (máquina PMSM), a máquina BDCM apresenta a vantagem de utilização de sensores mais simples que aqueles necessários para a máquina PMSM.

A maior desvantagem da máquina BDCM em relação a máquina PMSM é a produção das oscilações de torque e o *cogging* torque maiores. O *cogging* torque é um torque de relutância produzido pela interação entre os dentes do estator e as bordas dos ímãs no rotor, à medida que o rotor se movimentava. As oscilações de torque são resultantes das comutações das correntes estatóricas e das harmônicas de corrente que não produzem torque constante. Os dois fenômenos são independentes. Por essas razões, a máquina BDCM é geralmente destinada a aplicações de servoacionamentos de baixa precisão enquanto a máquina PMSM é reservada para aplicações de alta precisão como robótica.

2. Máquinas com força contra-eletromotriz senoidal (PMSM)

Na seção anterior, foram apresentadas as principais características das máquinas BDCM:

- enrolamentos do estator concentrados;
- distribuição retangular do fluxo ímã no entreferro da máquina;
- correntes de alimentação de forma retangular.

As máquinas síncronas PMSM (*Permanent-Magnet Synchronous Machines*) apresentam os enrolamentos das fases do estator de forma distribuída em várias ranhuras do estator, obedecendo uma distribuição aproximadamente senoidal. Essas características construtivas produzem uma força contra-eletromotriz senoidal semelhante àquelas produzidas nas máquinas assíncronas e nas máquinas síncronas convencionais.

Para produção de torque constante, essas máquinas são alimentadas por correntes e tensões senoidais Figura 3.2. Para tanto, é necessário a sincronização entre os sinais de comando da fonte de alimentação e a posição do rotor.

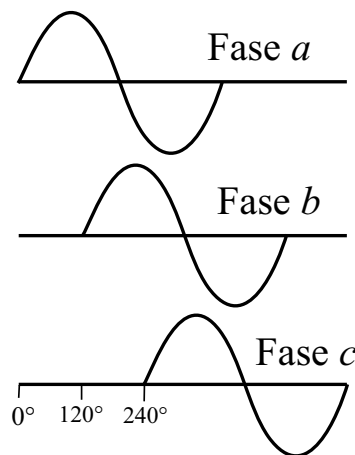


Figura 2.2. Representação das correntes de fase de uma PMSM

A sincronização entre a fonte de alimentação com o movimento do rotor da máquina BDCM deve ser realizada a cada 60° elétricos, a máquina PMSM, entretanto, necessita a informação da posição instantânea do rotor para comutação da fonte. Dessa forma, a máquina PMSM exige, portanto, a utilização de sensores de posição de alta resolução tais como *resolvers* ou *encoders* absolutos. Esse requisito independe da aplicação, assim, em aplicações de servoacionamento em alta velocidade, o sistema de controle de máquinas BDCM é mais simples desde que as oscilações de torque sejam toleráveis.

O torque produzido pela máquina PMSM também possui componentes pulsantes e oscilatórias porém com intensidade menor que as produzidas nos motores BDCM. Por apresentar um conjugado menos oscilatório e mais suave que a máquina BDCM, esse tipo de máquina é destinada a aplicações onde o controle de velocidade e o torque são críticos. Entre as aplicações dessas máquinas podem ser citadas: máquinas-ferramenta na indústria, com controle de posição axial, controle com movimento programado, robôs de montagem com movimentos repetitivos, etc.

Assim, podemos sumarizar as principais características das máquinas síncronas PMSM:

- distribuição dos condutores aproximadamente senoidal;
- correntes de alimentação senoidais;
- distribuição senoidal do fluxo do ímã no entreferro.

2.2.2 Quanto a montagem dos ímãs do rotor

As máquinas síncronas a ímãs permanentes podem ser construídos sob as mais diversas variações. As configurações apresentadas aqui são as formas mais encontradas na literatura. Elas são classificadas de maneira geral em:

- ímãs montados no núcleo do rotor com gaiola-de-esquilo (Figura 2.3 (a));
- ímãs montados na superfície do rotor (*surface mounted magnets*) (Figura 2.3 (b));
- ímãs implantados no núcleo do rotor (*inset magnets*) (Figura 2.4 (a));
- ímãs alocados no interior do rotor (*interior magnets*) (Figura 2.4 (b));
- ímãs enterrados e simetricamente distribuídos no rotor (*buried magnets*) (Figura 2.5 (a));
- ímãs enterrados e assimetricamente distribuídos no rotor (*buried magnets*) (Figura 2.5 (b));

- outras configurações (*slotless pmsm* e *multistacked imbricated rotor*).

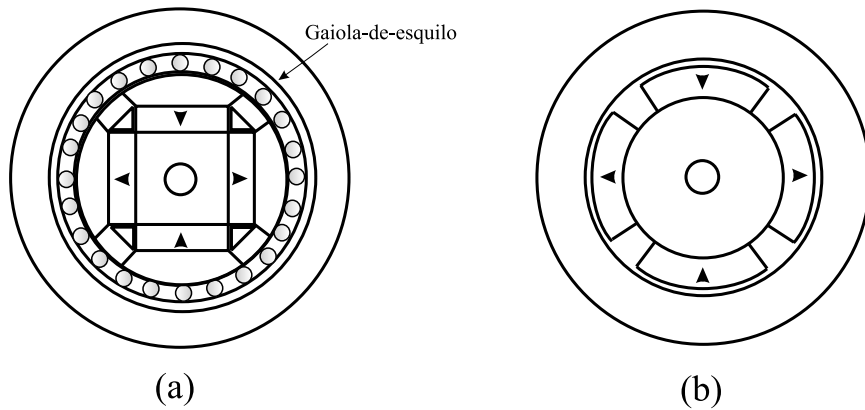


Figura 2.3. (a) Máquina com rotor gaiola-de-esquilo, (b) Máquina com ímãs montados na superfície

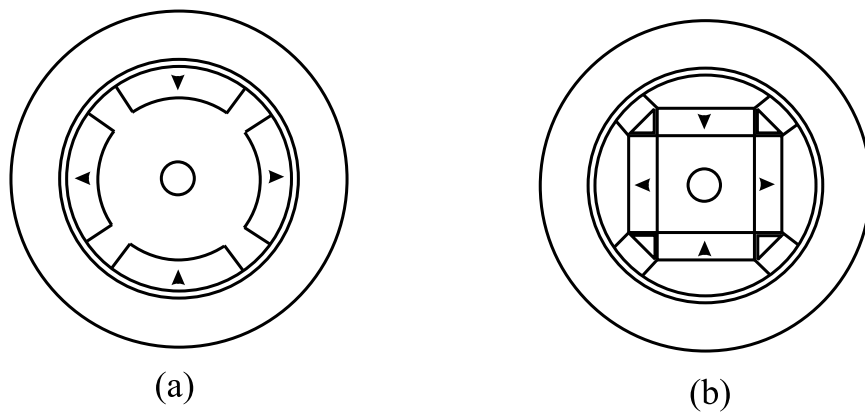


Figura 2.4. (a) Máquina com ímãs inseridos no rotor (*inset*), (b) Máquina com ímãs no interior do rotor

2.3 MODELO MATEMÁTICO

A máquina síncrona a ímã permanente (PMSM) é constituída basicamente por três enrolamentos trifásicos no estator, formando uma armadura semelhante a da máquina assíncrona trifásica, e de um rotor com um ímã permanente. A máquina PMSM mais simples possui ímãs permanentes geralmente colados a superfície do rotor com adesivos. O ímã permanente do rotor tem como função produzir o fluxo magnético de entreferro. Dessa forma, a interação do campo magnético permanente do rotor com o campo magnético produzido pelas correntes dos enrolamentos do estator, produz torque.

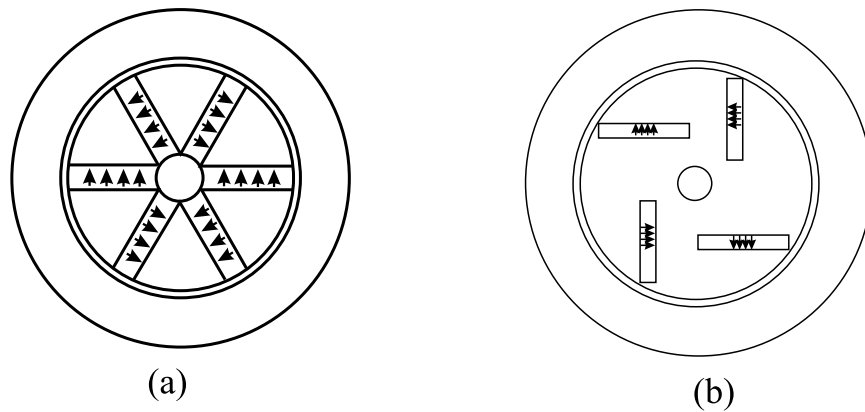


Figura 2.5. (a) Máquina com ímãs dispostos no rotor de forma simétrica, (b) Máquina com ímãs dispostos no rotor de forma assimétrica

2.3.1 Modelo por fase da máquina

Esta seção descreve as equações básicas para a máquina síncrona PMSM. O modelo da máquina PMSM é baseado em algumas suposições ou simplificações (JACOBINA, 2001), (OVREBO, 2004), (OLIVEIRA, 2005):

- Não é considerada a saturação do circuito magnético;
- O material magnético permanente tem uma curva de desmagnetização linear e independente da temperatura;
- O fluxo dos ímãs do rotor e dos enrolamentos do estator são senoidais, dessa forma, a força eletromotriz induzida é senoidal;
- As perdas por histerese e as perdas produzidas pelas correntes parasitas são desprezíveis;
- Admite-se que as resistências e indutâncias da máquina são independentes da temperatura e da frequência;
- O enrolamento trifásico do estator é distribuído de forma senoidal. O enrolamento é conectado em estrela, logo não existe a componente de sequência zero da corrente;
- O rotor não tem gaiola-de-esquilo.

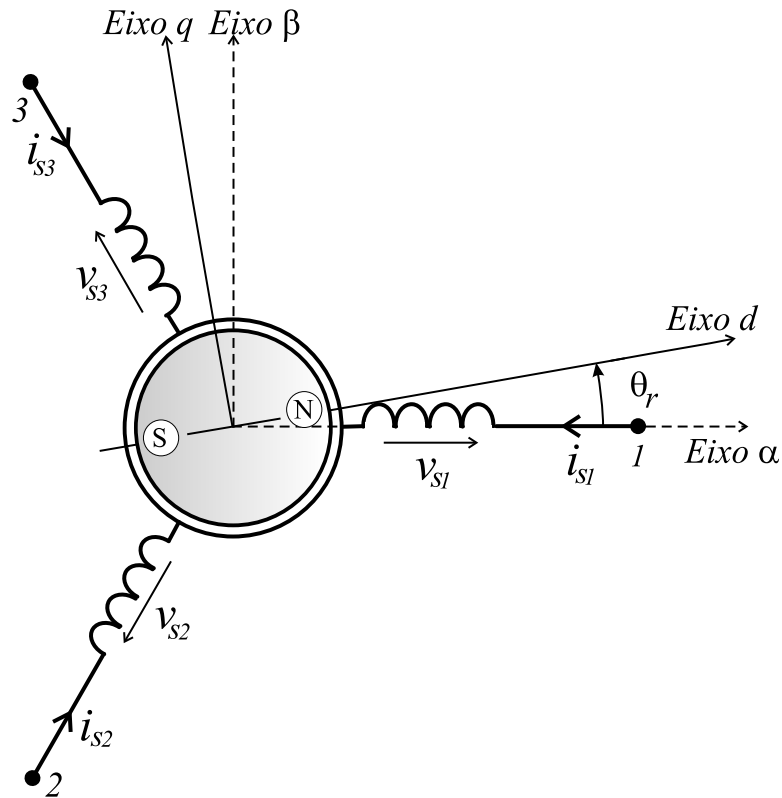


Figura 2.6. Representação de uma PMSM

A indutância por fase pode ser dividida em duas partes: uma referente à indutância própria e outra referente à indutância mútua. A indutância própria tem os seguintes termos (OVREBO, 2004):

$$L_{s1}(\theta_r) = L_{s0} + L_{sm} \cos(2\theta_r) \quad (2.1)$$

$$L_{s2}(\theta_r) = L_{s0} + L_{sm} \cos(2\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.2)$$

$$L_{s3}(\theta_r) = L_{s0} + L_{sm} \cos(2\theta_r - 2\pi/3) \quad (2.3)$$

A indutância mútua tem dois termos, um termo constante e um termo variante com a posição elétrica do rotor θ_r .

$$M_{s12}(\theta_r) = M_{s0} + L_{sm} \cos(2\theta_r - 2\pi/3) \quad (2.4)$$

$$M_{s23}(\theta_r) = M_{s0} + L_{sm} \cos(2\theta_r) \quad (2.5)$$

$$M_{s13}(\theta_r) = M_{s0} + L_{sm} \cos(2\theta_r - 4\pi/3) \quad (2.6)$$

A matriz de indutâncias L_{ss} da máquina PMSM é expressa por:

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s1}(\theta_r) & M_{s12}(\theta_r) & M_{s13}(\theta_r) \\ M_{s12}(\theta_r) & L_{s2}(\theta_r) & M_{s23}(\theta_r) \\ M_{s13}(\theta_r) & M_{s23}(\theta_r) & L_{s3}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

A equação de tensão no sistema trifásico na forma matricial pode ser escrita como:

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + \frac{d\phi_{s123}}{dt} \quad (2.8)$$

onde

- $v_{s123} = [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3}]^T$ é o vetor das tensões de fase;
- $i_{s123} = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3}]^T$ é o vetor das correntes de fase;
- $R_s = r_s I_3$, onde I_3 é a matriz identidade de ordem 3;
- $\phi_{s123} = L_{ss} i_{s123} + \phi_{r123}$ é o vetor dos fluxos totais das fases;
- $\phi_{r123} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \phi_{pm}$, é a distribuição do fluxo produzido pelo ímã permanente do rotor;
- ϕ_{pm} é o valor de pico do fluxo produzido pelo ímã do rotor que enlaça os enrolamentos do estator.

A equação de tensão (2.8) pode ser escrita da forma:

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + L_{ss} \frac{di_{s123}}{dt} + \omega_r \left[\frac{dL_{ss}}{d\theta_r} \right] i_{s123} + \omega_r \frac{d\phi_{r123}}{d\theta_r} \quad (2.9)$$

onde:

- $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ é a velocidade elétrica do rotor em rad.elétricos/s;
- R_s é a resistência dos enrolamentos do estator;

Os termos que compõem a tensão de fase (2.9) correspondem à queda de tensão resistiva $R_s i_{s123}$, à queda de tensão induzida $L_{ss} \frac{di_{s123}}{dt} + \omega_r \left[\frac{dL_{ss}}{d\theta_r} \right] i_{s123}$ e, um termo referente a força

eletromotriz induzida nas fases $\omega_r \frac{d\phi_{r123}}{d\theta_r}$. Observa-se que a força eletromotriz induzida depende da velocidade do rotor e da taxa de variação do fluxo induzido pelo rotor nas fases do estator.

O torque eletromagnético T_e resulta do equilíbrio entre a potência elétrica fornecida à máquina pela fonte e a soma de perdas no material magnético da máquina, da variação de energia armazenada nos enrolamentos e a potência mecânica produzida pela máquina. Dessa forma, podemos escrever o torque eletromagnético como

$$T_e = \frac{P}{2} i_{s123}^T \left[\frac{dL_{ss}}{d\theta_r} \right] i_{s123} + P i_{s123}^T \frac{d\phi_{r123}}{d\theta_r} \quad (2.10)$$

da máquina.

2.3.2 Modelo no referencial $\alpha\beta$

No estudo das máquinas trifásicas é bastante comum a utilização de transformações de variáveis que permitam obter relações mais simples do que aquelas existentes entre as variáveis de fase. Via de regra, a máquina é representada por uma máquina bifásica equivalente. Em se tratando de uma máquina originalmente bifásica, nada impede o uso de transformações que ofereçam uma relação mais simples entre suas grandezas, entretanto, o modelo resultante continua sendo bifásico. Uma forma de representação da máquina trifásica é a representação da máquina no sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

A representação da máquina trifásica no referencial $\alpha\beta$ é composta de um sistema bifásico. O sistema bifásico $\alpha\beta$ é composto por dois eixos ortogonais entre si. Para a obtenção da representação em $\alpha\beta$ utiliza-se a Transformação de Concordia (DELÉCLUSE; GRENIER, 1998):

$$\mathbf{x}_{s\alpha\beta} = \mathbf{T} \mathbf{x}_{s123} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Aplicando (2.12) a (2.9) e, considerando que a máquina está conectada em estrela, as equações que descrevem o comportamento da máquina no sistema $\alpha\beta$ são reduzidas a:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + L_{s\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \omega_r \left[\frac{dL_{s\alpha\beta}(\theta_r)}{d\theta_r} \right] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \omega_r \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$T_t = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}^T \left[\frac{dL_{s\alpha\beta}(\theta_r)}{d\theta_r} \right] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}^T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

onde:

$$L_{s\alpha\beta}(\theta_r) = \begin{bmatrix} L_{s\alpha\alpha}(\theta_r) & M_{s\alpha\beta}(\theta_r) \\ M_{s\alpha\beta}(\theta_r) & L_{s\beta\beta}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} 6L_{s\alpha\alpha}(\theta_r) \\ 2\sqrt{3}M_{s\alpha\beta}(\theta_r) \\ 2L_{s\beta\beta}(\theta_r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 & -4 & -4 & 1 & 2 & 1 \\ 0 & 2 & -2 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{s1}(\theta_r) \\ M_{s12}(\theta_r) \\ M_{s13}(\theta_r) \\ L_{s2}(\theta_r) \\ M_{s23}(\theta_r) \\ L_{s3}(\theta_r) \end{bmatrix}$$

As indutâncias neste referencial são expressas por:

$$L_{s\alpha\alpha}(\theta_r) = (L_{so} - M_{so}) + \frac{3}{2}L_{sm} \cos(2\theta_r) \quad (2.16)$$

$$L_{s\beta\beta}(\theta_r) = (L_{so} - M_{so}) - \frac{3}{2}L_{sm} \cos(2\theta_r) \quad (2.17)$$

$$M_{s\alpha\beta}(\theta_r) = \frac{3}{2}L_{sm} \sin(2\theta_r) \quad (2.18)$$

2.3.3 Modelo no referencial dq

Uma forma mais conveniente para análise do comportamento da máquina PMSM é a representação das tensões, correntes e fluxos, em um referencial síncrono girante acoplado ao rotor da máquina (referencial dq). Dessa forma, o sistema de coordenadas gira em sincronismo com a frequência fundamental.

A representação da máquina PMSM no referencial dq é obtida a partir de uma transformação de coordenadas do referencial $\alpha\beta$ para o referencial dq . A transformação entre esses referenciais é dada por (OLIVEIRA, 2005):

$$\mathbf{x}_{sdq} = \mathbf{Q}\mathbf{x}_{s\alpha\beta} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Aplicando a transformação de coordenadas (2.20) a equações de tensão (2.13). As equações de tensão da máquina PMSM no referencial dq são expressas a seguir

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_r L_{sq} \\ \omega_r L_{sd} & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{pm} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

- L_{sd} é a indutância de eixo direto (d);
- L_{sq} é a indutância de eixo em quadratura (q);
- $\lambda_{pm} = \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_{pm}$.

Realizadas as transformações entre os referenciais, as indutâncias d e q podem ser obtidas como:

$$L_{sd} = (L_{so} - M_{so}) + \frac{3}{2} L_{sm} \quad (2.22)$$

$$L_{sq} = (L_{so} - M_{so}) - \frac{3}{2} L_{sm} \quad (2.23)$$

Para máquinas PMSM de pólos lisos (não-salientes) L_{sd} é igual a L_{sq} . Para máquinas PMSM de pólos salientes L_{sd} é diferente de L_{sq} , com $L_{sq} > L_{sd}$.

Pode-se verificar das equações de tensão (2.21) que existe um termo de acoplamento entre as equações de eixo direto e em quadratura. Na equação de tensão de eixo direto aparece um termo dependente do fluxo de eixo em quadratura ($\omega_r \lambda_{sq} = \omega_r L_{sq} i_{sq}$), simultaneamente, na equação de tensão do eixo em quadratura, tem-se um termo função do fluxo de eixo direto ($\omega_r \lambda_{sd} = \omega_r L_{sd} i_{sd}$).

A aplicação da transformação (2.20) a equação (2.14), permite obter a expressão para o torque total desenvolvido pela máquina:

$$T_t = P[\lambda_{pm} i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \quad (2.24)$$

Cada um dos termos da equação do torque (2.24) tem uma interpretação física. O primeiro termo é diretamente proporcional a componente i_{sq} e, independente da componente i_{sd} da corrente do estator. Este termo é denominado de torque eletromagnético. O segundo termo da equação do torque, o torque de relutância, é proporcional ao produto ($i_{sd} i_{sq}$) e a diferença entre as indutâncias dos eixos direto e em quadratura ($L_{sd} - L_{sq}$).

2.3.4 Equação mecânica de movimento

A equação mecânica de movimento que descreve o comportamento dinâmico da máquina é:

$$(J + J_m) \frac{d\omega_m}{dt} = T_t - T_c - f_\omega \omega_m \quad (2.25)$$

onde:

- ω_m é a frequência angular mecânica do rotor;
- J é o momento de inércia do rotor da máquina;
- J_m é o momento de inércia da carga;
- f_ω é o coeficiente de atrito viscoso da máquina;
- T_c é o torque de carga;
- T_t é o torque total desenvolvido pela máquina

A frequência angular do sistema de eixos dq (ω_r) relaciona-se com a frequência angular mecânica do rotor (ω_m) por:

$$\omega_r = P\omega_m \quad (2.26)$$

2.4 CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO

A. Torque desenvolvido

Conforme apresentado na seção anterior, o torque total desenvolvido por uma máquina PMSM é dividido em duas componentes: uma componente eletromagnética e uma componente de relutância. O torque eletromagnético é produzido pela interação da componente da corrente de estator em quadratura (i_{sd}) com fluxo produzido pelo ímã permanente (λ_{pm}) enquanto que o torque de relutância é produzido pela variação de relutância resultante da saliência do rotor.

Considere o diagrama fasorial da Figura 2.7, a equação do torque total desenvolvido pela máquina PMSM pode ser escrita como:

$$T_t = P[\lambda_{pm}i_s \sin \delta + (L_{sd} - L_{sq})i_s^2 \sin(2\delta)/2] \quad (2.27)$$

é o ângulo relativo entre a corrente de estator e fluxo produzido pelo ímã permanente λ_{pm} . A curva torque-ângulo é exibida na Figura 2.8.

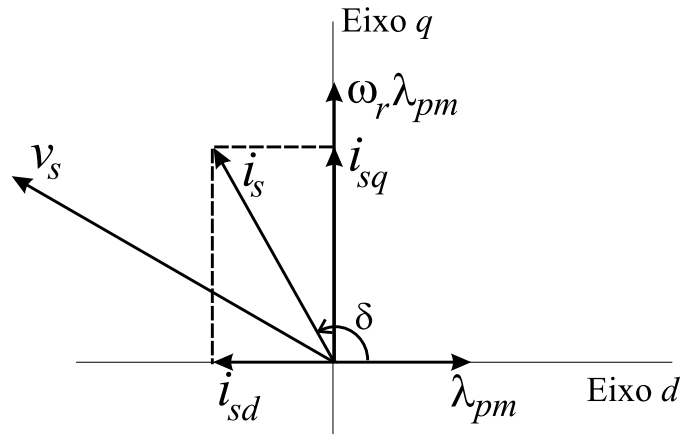


Figura 2.7. Relação fasorial para a máquina PMSM

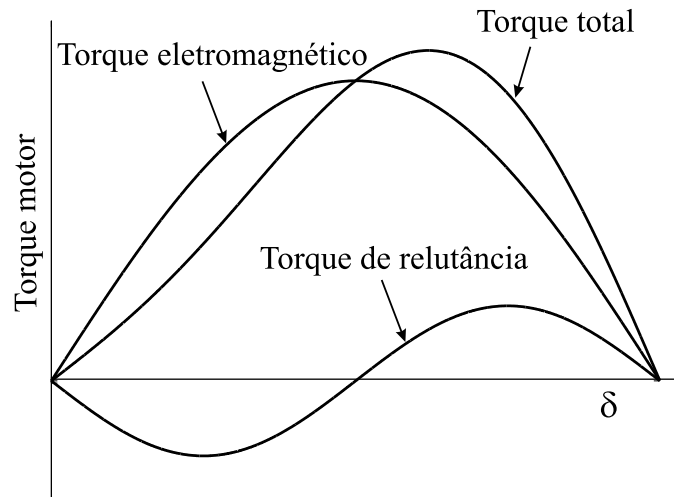


Figura 2.8. Curva torque-ângulo de uma PMSM

Analisando a expressão (2.27), pode-se verificar que:

1. para máquinas PMSM de pólos lisos ($L_{sd} = L_{sq}$), o ângulo δ para o qual o torque desenvolvido é máximo é igual a 90° . A razão para isso é que não existe torque de relutância;

2. para máquinas PMSM de pólos salientes ($L_{sq} > L_{sd}$), o ângulo δ para o qual o torque desenvolvido é máximo é maior que 90° .

Diante das observações acima, um procedimento importante é a melhoria da capacidade de torque desenvolvido da máquina PMSM, isto pode ser realizado a partir do aumento da contribuição da parcela de torque de relutância da máquina em relação ao torque total. Dessa forma, uma relação importante é a razão entre o torque total e o torque eletromagnético (T_t/T_e) como função da relação das indutâncias de eixo em quadratura e de eixo direto ($K_{qd} = L_{sq}/L_{sd}$).

$$\frac{T_t}{T_e} = 1 + \frac{(L_{sd} - L_{sq})i_s \sin(2\delta)}{2\lambda_{pm} \sin \delta} \quad (2.28)$$

Comercialmente, a faixa de valores para a relação K_{qd} varia de 1 a 3. Em situações nas quais $K_{qd} = 3$ pode-se conseguir até uma adição de 40% para o torque eletromagnético, embora, na prática encontra-se um máximo 15 % (PILLAY; KRISHNAN, 1991). Máquinas PMSM que apresentam relações K_{qd} grandes são aquelas construídas com os ímãs implantados (*inset magnets*) ou com ímãs enterrados (*buried magnets*) no núcleo do rotor (PILLAY; KRISHNAN, 1991).

B. Característica torque-velocidade

A característica entre o torque desenvolvido e a velocidade tem a forma indicada na Figura 2.9. Observa-se que para operação da máquina PMSM para velocidades acima da velocidade nominal, o torque desenvolvido pela máquina diminui a zero (trajetória A). Isto pode ser explicado pela proporcionalidade existente entre a força contra-eletromotriz com a velocidade ($\omega_r \lambda_{pm}$).

O aumento da velocidade provoca o aumento da força contra-eletromotriz. Para valores próximos da tensão aplicada a máquina (geralmente fornecida por um inversor fonte de tensão), a corrente i_{sq} diminui rapidamente, e por conseguinte, o torque desenvolvido pela máquina também diminui.

Para operação da máquina PMSM além da velocidade nominal, é necessário enfraquecer o campo do ímã permanente. O enfraquecimento do campo (*field weakening*) significa aplicar

uma componente de corrente i_{sd} negativa, dessa maneira, um fluxo ($L_{sd}i_{sd}$) é aplicado em oposição ao fluxo do ímã permanente λ_{pm} . A trajetória B é obtida pela expansão da trajetória A. O aumento da velocidade é limitada pela curva de potência constante da máquina ($T_t\omega_m =$ potência constante).

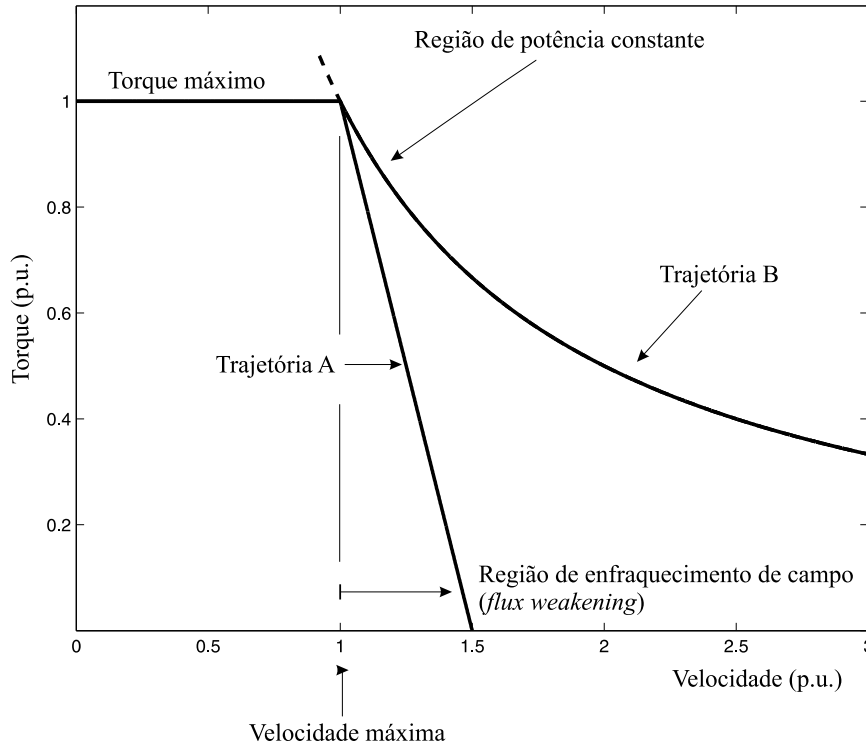


Figura 2.9. Curva torque-velocidade

O envelope formado pela curva torque-velocidade é determinado pelos parâmetros da máquina e pela tensão máxima fornecida pela alimentação à máquina. Especificamente, as relações entre o fluxo produzido pelo ímã e a indutâncias da máquina (L_{sq}/L_{sd}) determinam o limite máximo da característica torque-velocidade da máquina PMSM (JAHNS, 1994).

2.5 CARACTERÍSTICAS DE APLICAÇÃO

Os sistemas de acionamento de máquinas a ímã permanente têm as seguintes vantagens com relação aos sistemas de acionamento do motor de indução:

1. A relação torque por inércia é menor nos motores PMSM do que nos motores de indução.

Isto se deve ao fato de que as máquinas PMSM apresentam menor inércia do rotor do que

as máquinas de indução que possuem a gaiola-de-esquilo, por isso, as máquinas PMSM apresentam uma resposta mais rápida que as máquinas de indução para um mesmo torque eletromagnético.

2. Considerando operação sob fluxo constante, as máquinas PMSM têm eficiência maior que as máquinas de indução. As perdas no rotor das máquinas PMSM são desprezíveis em relação as perdas nos rotores dos motores de indução, que podem ser consideráveis dependendo do escorregamento.
3. As máquinas de indução necessitam de uma fonte de corrente de magnetização para excitação, por outro lado, as máquinas PMSM já possuem a excitação na forma dos ímãs do rotor.
4. Para uma mesma potência de saída, os motores de indução necessitam retificadores e inversores de maior capacidade que aqueles utilizados para os motores PMSM.
5. A máquina PMSM é menor que o motor de indução para a mesma potência. Portanto, a densidade de potência das máquinas PMSM é maior que a densidade dos motores de indução.

Por sua vez, os acionamentos de motores de indução apresentam as seguintes vantagens com relação aos acionamentos de máquinas PMSM:

1. A faixa de operação na condição de enfraquecimento de campo (*field weakening*) é maior e, nesta condição, apresentam maior facilidade para controle.
2. Menores oscilação de torque (*cogging torque*) que aqueles desenvolvidos pelas máquinas PMSM.
3. Os transdutores utilizados para realimentação são mais baratos que aqueles necessários para os acionamentos de máquinas PMSM. Como exemplo, para os motores de indução utiliza-se encoders incrementais enquanto que para as máquinas PMSM utiliza-se *encoders* absolutos ou *resolvers*.

4. Menor custo de fabricação.

2.6 CONCLUSÕES

Devido a sua forma construtiva relativamente simples, a máquina síncrona a ímã permanente pode configurar de diversas topologias. Os principais critérios para classificação das máquinas síncronas a ímã permanente foram delineados, os principais tipos de máquinas foram ilustrados.

As equações que descrevem o comportamento dinâmico da máquina síncrona a ímã permanente com força contra-eletromotriz senoidal (PMSM) foram apresentadas. Verifica-se que existe um termo de acoplamento entre as malhas dq da máquina. Além disso, o torque desenvolvido pela máquina é composto por duas componentes: um torque eletromagnético e um torque de relutância. Algumas características de aplicação de máquinas a ímã foram apresentadas e comparadas as aplicações de máquinas de indução.

DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DA MÁQUINA

Este capítulo apresenta uma técnica para a determinação dos parâmetros da máquina síncrona a ímãs permanentes. A máquina testada não permite acesso ao neutro. A técnica é baseada no cálculo do fluxo instantâneo produzido por duas fases a cada posição do rotor. O procedimento não pressupõe simetria entre os enrolamentos da máquina, além disso, a técnica não se baseia na variação senoidal das indutâncias com a posição do rotor.

3.1 INTRODUÇÃO

As máquinas síncronas a ímã permanente são amplamente empregadas em aplicações industriais tais como sistemas de controle de posição, robôs, máquinas de impressão, máquinas de etiquetagem (*ticketing machines*). O conhecimento dos valores dos parâmetros da máquina é importante porque permite avaliar os limites de desempenho bem como calcular os ganhos do sistema de controle usado no acionamento. Dentre os parâmetros elétricos e mecânicos, destacam-se as resistências de fase, as indutâncias de eixo direto e em quadratura e o fluxo induzido pelo ímã permanente nas fases do estator.

Os métodos para determinação dos parâmetros de máquinas síncronas podem ser divididos em métodos computacionais e métodos experimentais. Os métodos computacionais consistem de análises gráficas fornecidas por programas tais como o método dos elementos finitos (*Finite element method*) que permitem estimar os parâmetros antes da fabricação do protótipo (CHANG, 1996), (JABBAR; DONG; LIU, 2005).

Os métodos experimentais podem ser classificados nas seguintes categorias: (i) métodos baseados na resposta em frequência (*standstill frequency response*) (IEEE, 1983); (ii) méto-

dos baseados na resposta a sinais de teste (MELLOR; CHAABAN; BINNS, 1991), (DELÉCLUSE; GRENIER, 1998), (DUTTA; RAHMAN, 2005), (JABBAR; DONG; LIU, 2005); (iii) métodos baseados na análise com a máquina operando a vazio ou com aplicação de carga (RAHMAN; ZHOU, 1994), (NEE, 2000), (JABBAR; DONG; LIU, 2005); (iv) métodos baseados no controle vetorial (F-BERNAL; G-CERRADA; FAURE, 2000), (DUTTA; RAHMAN, 2005), (RAHMAN; HITI, 2005).

3.2 MODELO DA MÁQUINA PMSM

A máquina PMSM tem como modelo no referencial estacionário:

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + L_{ss} \frac{di_{s123}}{dt} + \omega_r \left[\frac{dL_{ss}}{d\theta_r} \right] i_{s123} + \omega_r \frac{d\phi_{r123}}{d\theta_r} \quad (3.1)$$

onde a matriz de indutância L_{ss} é dada por:

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s1}(\theta_r) & M_{s12}(\theta_r) & M_{s13}(\theta_r) \\ M_{s12}(\theta_r) & L_{s2}(\theta_r) & M_{s23}(\theta_r) \\ M_{s13}(\theta_r) & M_{s23}(\theta_r) & L_{s3}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Por outro lado, aplicando-se uma transformação de coordenadas do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta$, o modelo da máquina PMSM torna-se:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s\alpha\alpha}(\theta_r) & M_{s\alpha\beta}(\theta_r) \\ M_{s\alpha\beta}(\theta_r) & L_{s\beta\beta}(\theta_r) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \omega_r \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} L_{\alpha\alpha}(\theta_r) & M_{\alpha\beta}(\theta_r) \\ M_{\alpha\beta}(\theta_r) & L_{\beta\beta}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_{pm} \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

onde

$$L_{s\alpha\alpha}(\theta_r) = L_0 + L_1 \cos(2\theta_r) \quad (3.4)$$

$$L_{s\beta\beta}(\theta_r) = L_0 - L_1 \cos(2\theta_r) \quad (3.5)$$

$$M_{s\alpha\beta}(\theta_r) = L_1 \sin(2\theta_r) \quad (3.6)$$

$$L_0 = \frac{L_{sd} + L_{sq}}{2} \quad (3.7)$$

$$L_1 = \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \quad (3.8)$$

onde:

- r_s : resistência do enrolamento estatórico
- L_{sd} : indutância de eixo d
- L_{sq} : indutância de eixo q
- ω_r : frequência angular do sistema de eixos dq
- λ_{pm} : fluxo magnético do ímã permanente do rotor

3.3 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DA MÁQUINA

O conhecimento dos parâmetros do modelo apresentado anteriormente é essencial para calcular os ganhos do sistema de controle da máquina a ímãs permanentes. Os valores nominais dos parâmetros constituem um bom ponto de partida para o dimensionamento dos controladores. Entretanto, em aplicações de alto desempenho é necessário utilizar valores de parâmetros que sejam mais representativos da máquina específica que está sendo utilizada. Deste modo, a caracterização máquina específica que será utilizada na implementação de um sistema de acionamento de alto desempenho é uma etapa básica no desenvolvimento de tais sistemas.

3.3.1 Resistências fase-fase

Como não se dispõe de acesso ao neutro, para a determinação das resistências de fase, deve-se aplicar à máquina uma tensão contínua em duas fases, mantendo o rotor bloqueado. A terceira fase é mantida em aberto. Dessa forma, os efeitos da indutância são eliminados e a queda de tensão corresponde apenas às resistências.

3.3.2 Fluxo induzido pelo ímã e constante de força contra-eletromotriz

Para determinação da variação do fluxo induzido pelo ímã e a constante de força contra-eletromotriz, é necessário acionar a máquina como gerador a vazio. A máquina é acionada por um motor auxiliar até a velocidade desejada. Para esta condição (3.3) torna-se

$$v_{s\alpha\beta} = \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_{pm} \frac{d}{d\theta_r} \begin{pmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{pmatrix} = \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_{pm} \begin{pmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Dessa maneira, as taxas de variação do fluxo induzido em função da posição do rotor são dadas por:

$$\frac{d}{d\theta_r} \begin{pmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}\omega_r\phi_{pm}} \begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Para a determinação da constante de força contra-eletromotriz ϕ_{pm} pode-se utilizar as expressões (3.11) ou (3.12):

$$\phi_{pm} = \frac{\widehat{V}_{s\alpha}}{\sqrt{\frac{3}{2}}\omega_r} \quad (3.11)$$

$$\phi_{pm} = \frac{\widehat{V}_{s\beta}}{\sqrt{\frac{3}{2}}\omega_r} \quad (3.12)$$

onde $\widehat{V}_{s\alpha}$ e $\widehat{V}_{s\beta}$ são as amplitudes das tensões $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$.

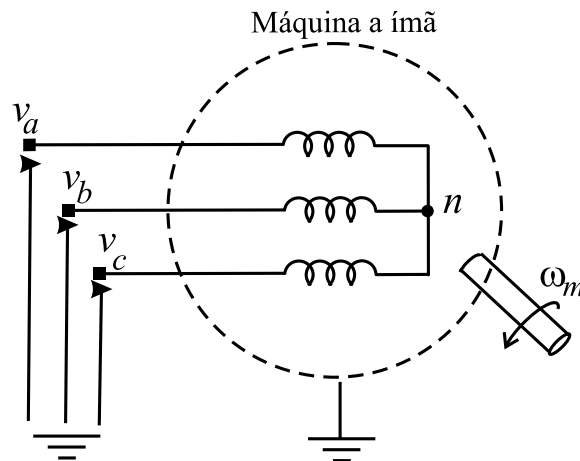


Figura 3.1. Representação da máquina PMSM operando como gerador: medição das tensões a vazio

3.3.3 Indutâncias de eixo d e eixo q

Considerando que o rotor esteja posicionado e travado numa dada posição θ_m , a aplicação de uma tensão v entre as fases 1 e 2, com a fase 3 desconectada, permite-nos re-escrever a equação de tensão (3.1) como:

$$v = 2r_s i + [L_{s1}(\theta_m) - 2M_{s12}(\theta_m) + L_{s2}(\theta_m)] \frac{di}{dt} \quad (3.13)$$

Um diagrama simplificado da montagem utilizada neste teste é apresentado na Figura 3.2. As formas de onda da tensão aplicada e da corrente que circula pelas fases 1 e 2 são apresentadas na Figura 3.3(a). Para a obtenção das formas de onda de tensão e corrente indicadas na Figura 3.3(a) utiliza-se a seguinte seqüência de comando das chaves do inversor: 1) liga-se as chaves q_1 e \bar{q}_2 que corresponde à aplicação da tensão de barramento $+E$ e resulta na circulação de uma corrente i que cresce até o valor máximo I_{\max} ; 2) desliga-se as chaves q_1 e \bar{q}_2 quando i alcança o valor I_{\max} e liga-se as chaves q_2 e \bar{q}_1 que corresponde à aplicação da tensão de barramento $-E$ e resulta numa corrente i que decresce até o valor máximo negativo $-I_{\max}$. Quando a corrente i alcança $-I_{\max}$ desliga-se as chaves q_2 e \bar{q}_1 e liga-se as chaves q_1 e \bar{q}_2 re-iniciando a seqüência.

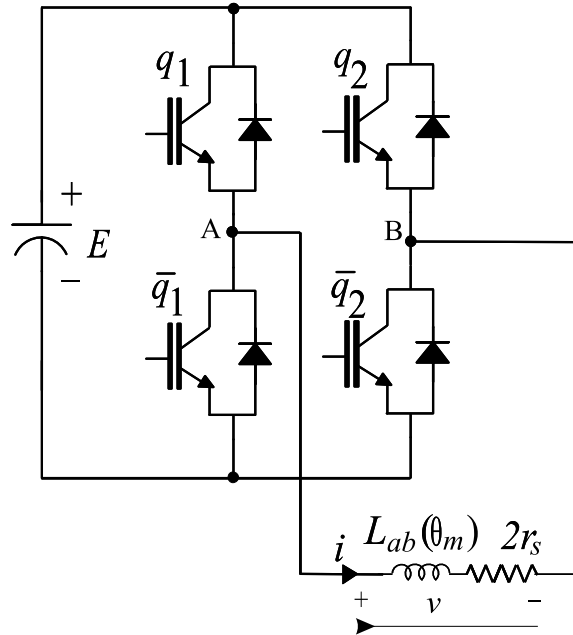


Figura 3.2. Representação da medição de indutâncias

O fluxo produzido pelas fases a e b corresponde ao segundo termo de (3.13), ou seja,

$$v = 2r_s i + \frac{d\phi_{s12}}{dt} \quad (3.14)$$

$$\phi_{s12}(t_{k+1}) = \int_{t_k}^{t_{k+1}} [v(t) - 2r_s i(t)] dt, k = 0, 2, 4, \dots \quad (3.15)$$

A partir das medições de corrente e de tensão, calcula-se o fluxo ϕ_{s12} a cada intervalo $[t_0, t_1], [t_2, t_3], \dots$, tal como indicado Figura 3.3(b). O valor de fluxo calculado nestes intervalos é armazenado e no início de cada seqüência a condição inicial da integração de ϕ_{s12} é considerada nula.

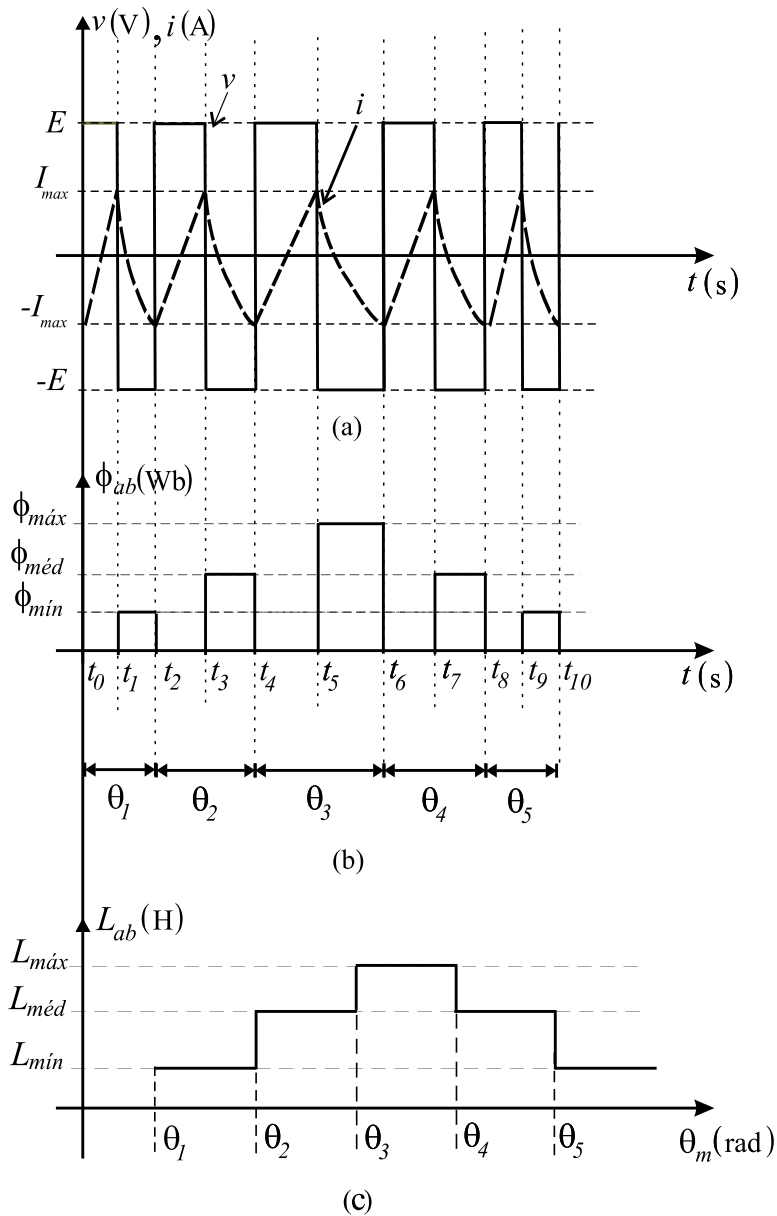


Figura 3.3. Determinação das indutâncias fase-fase da máquina

Dessa maneira, a indutância das fases 1 e 2 na posição θ_m pode ser determinada a partir da relação

$$L_{s12}(\theta_m) = L_{s1}(\theta_m) - 2M_{s12}(\theta_m) + L_{s2}(\theta_m) = \frac{\phi_{s12}(\theta_m)}{i} \quad (3.16)$$

Para contemplar variação angular da indutância, reposiciona-se e trava-se o rotor num novo valor de θ_m , repete-se as medições e os cálculos descritos anteriormente. O procedimento usado para calcular $L_{s12}(\theta_m)$ é repetido para os outros dois pares de fases (1 e 3, 2 e 3) para determinar

$$L_{s13}(\theta_m) = L_{s1}(\theta_m) - 2M_{s13}(\theta_m) + L_{s3}(\theta_m) = \frac{\phi_{s13}(\theta_m)}{i} \quad (3.17)$$

e

$$L_{s23}(\theta_m) = L_{s2}(\theta_m) - 2M_{s23}(\theta_m) + L_{s3}(\theta_m) = \frac{\phi_{s23}(\theta_m)}{i} \quad (3.18)$$

As expressões de $L_{s12}(\theta_m)$, $L_{s13}(\theta_m)$ e $L_{s23}(\theta_m)$ podem ser combinadas numa representação matricial, ou seja (DELÉCLUSE; GRENIER, 1998)

$$\begin{bmatrix} L_{s12}(\theta_m) \\ L_{s13}(\theta_m) \\ L_{s23}(\theta_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -2 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{s1}(\theta_m) \\ M_{s12}(\theta_m) \\ M_{s13}(\theta_m) \\ L_{s2}(\theta_m) \\ M_{s23}(\theta_m) \\ L_{s3}(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Utilizando (2.15) e as expressões de $L_{s12}(\theta_m)$, $L_{s13}(\theta_m)$ e $L_{s23}(\theta_m)$ é possível estabelecer uma relação entre as indutâncias fase-fase e as indutâncias em $\alpha\beta$ (DELÉCLUSE; GRENIER, 1998), ou seja:

$$\begin{bmatrix} \frac{3}{2}L_{s\alpha\alpha}(\theta_m) \\ \sqrt{3}M_{s\alpha\beta}(\theta_m) \\ L_{s\beta\beta}(\theta_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{s12}(\theta_m) \\ L_{s13}(\theta_m) \\ L_{s23}(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Deste modo, as indutâncias de eixo d e eixo q podem ser determinadas a partir de (3.20), ou seja,

$$\begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}^T \begin{bmatrix} L_{s\alpha\alpha}(\theta_m) & M_{s\alpha\beta}(\theta_m) \\ M_{s\alpha\beta}(\theta_m) & L_{s\beta\beta}(\theta_m) \end{bmatrix} \mathbf{Q} \quad (3.21)$$

Uma vez obtido o perfil das indutâncias $\alpha\beta$ pode-se determinar as indutâncias de eixo direto (L_{sd}) e em quadratura (L_{sq}) a partir da transformação existente entre os dois sistemas de coordenadas.

Com base na descrição acima, pode verificar que a determinação do perfil de indutâncias fase-fase da máquina síncrona a ímã permanente pode ser aplicado aos seguintes casos:

- quando não é disponível acesso ao neutro e que é baseada no cálculo do fluxo instantâneo entre fases para cada posição do rotor.
- quando não se considera que a máquina é simétrica, tampouco que as indutâncias da máquina variem de forma senoidal em função da posição rotórica.

3.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A técnica de determinação dos parâmetros foi implementada no sistema acionamento representado na Figura 3.4¹. A plataforma de desenvolvimento é composta de um Microcomputador PC Pentium, uma placa multifunção, uma placa de interface, dois conversores comerciais e duas máquinas síncronas a ímã permanente (PMSM).

A máquina 1 é a máquina sob teste, a máquina 2 representa a máquina usada para posicionar e acionar a velocidade constante da máquina 1. Os pulsos de comando das chaves do inversor foram produzidos através da placa de multifunção conectada ao microcomputador. O período de amostragem do sistema foi de $25 \mu\text{s}$. Um *resolver* acoplado ao eixo da máquina 1 é usado para medir a velocidade e a posição angular do rotor.

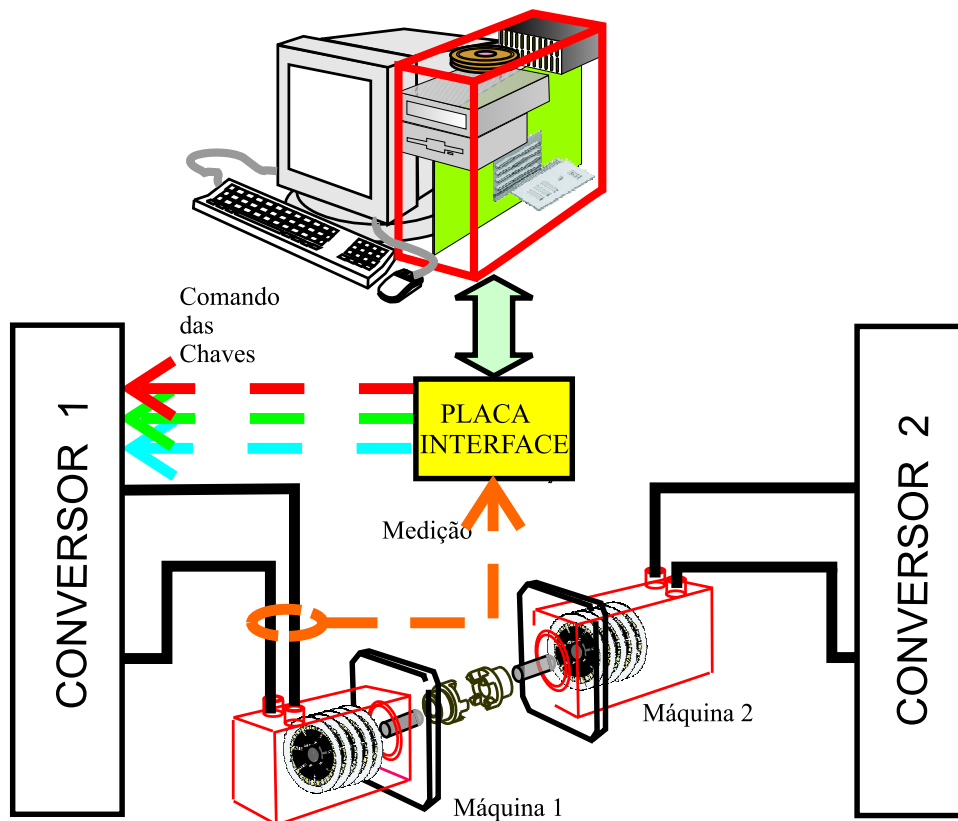


Figura 3.4. Representação da plataforma experimental

A. Resistências fase-fase

A partir do procedimento descrito na seção anterior, a resistência de fase medida foi de

¹Uma descrição detalhada sobre a plataforma experimental encontra-se no Apêndice A

0,7456 Ω .

B. Variação do fluxo induzido pelo ímã

A variação do fluxo induzido pelo ímã foi obtida medindo-se as tensões geradas pela máquina a velocidade síncrona de 900 rpm. A máquina foi acionada pela outro motor disponível na bancada experimental. A variação do fluxo induzido está exibido na Figura 3.5.

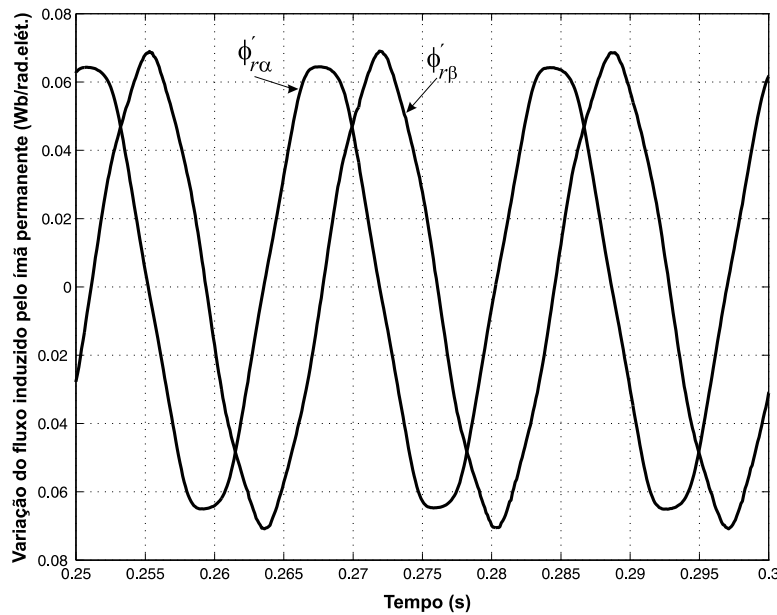


Figura 3.5. Variação do fluxo induzido pelo ímã permanente

C. Indutâncias d e q

A Figura 3.6 apresenta as variações das indutâncias fase-fase da máquina 1 (L_{s1} , L_{s2} e L_{s3}) em função da posição mecânica do rotor. As indutâncias fase-fase foram obtidas considerando $I_{\max} = 3A$ e $E = 35V$.

A partir das indutâncias fase-fase experimentais e da medição de posição utilizou-se as expressões (3.20) e (3.21) para determinação das indutâncias de eixo d e q . As indutâncias L_{sd} e L_{sq} obtidas correspondem a indutâncias médias pois as indutâncias L_{s1} , L_{s2} e L_{s3} não são senoides puras.

As Tabelas 3.1 e 3.2 apresentam os valores nominais dos parâmetros e os dados de placa da máquina 1. A Tabela 3.1 também apresenta valores dos parâmetros obtidos experimentalmente, utilizando a técnica proposta. A comparação dos valores nominais com os valores

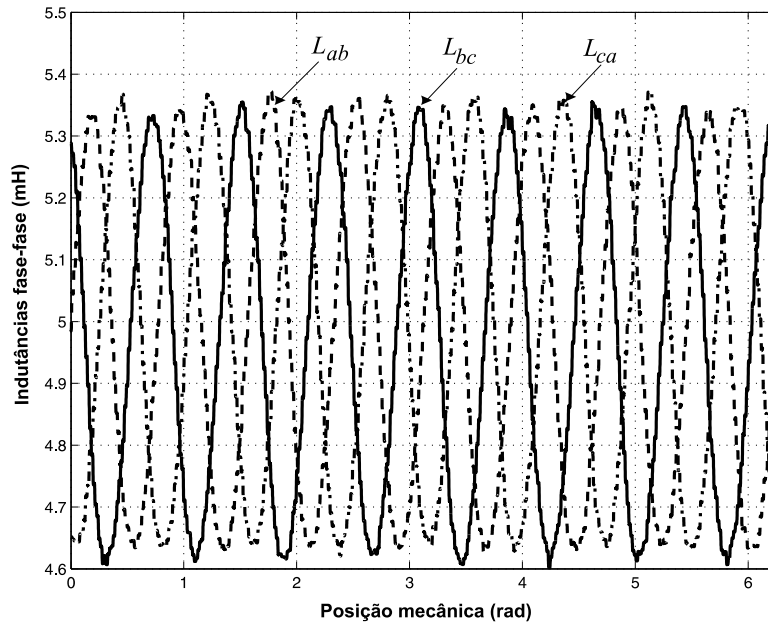


Figura 3.6. Variação das indutâncias fase-fase da máquina

Tabela 3.1. Valores nominais e valores experimentais

Parâmetro	Valor nominal	Valor experimental
$r_s (\Omega)$	0,663	0,7465
$\phi_{pm} (Wb)$	0,063	0,068
$L_d (mH)$	1,93	2,28
$L_q (mH)$	2,20	2,54

obtidos experimentalmente revelou diferenças de 18,1% e 15,4% nos valores de L_{sd} e L_{sq} , respectivamente. As diferenças percentuais observadas no valor de r_s e no de ϕ_{pm} foram de 12,6% e 8%, respectivamente.

Com o objetivo de avaliar se as indutâncias d e q variariam em função do valor I_{max} , o procedimento foi repetido para $1A \leq I_{max} \leq 7A$; entretanto, para a máquina em teste, não foram observadas mudanças significativas nos valores obtidos.

3.4.1 Técnica de validação

As diferenças significativas entre os valores nominais dos parâmetros e os valores dos parâmetros obtidos experimentalmente reforçam a necessidade de determinar a qualidade dos

Tabela 3.2. Valores nominais e valores experimentais

Potência nominal (kW)	1, 13
Tensão nominal (V)	200
Corrente nominal (A)	7, 2
Velocidade máxima (rpm)	6000
Pares de pólos	4
Torque máximo a rotor bloqueado (Nm)	2, 5

parâmetros estimados. Para determinar a qualidade dos parâmetros obtidos com técnica proposta é necessário efetuar um procedimento de validação. O procedimento de validação adotado no presente trabalho foi dividido em três fases:

1. Acionou-se a máquina em teste (máquina 1) com uma máquina auxiliar (máquina 2) a velocidade de 900 rpm. A velocidade foi registrada através do sistema de medição da plataforma experimental. As tensões terminais a vazio neste caso correspondem às forças eletromotrizes geradas pela máquina $e_{s\alpha_{med}}$ e $e_{s\beta_{med}}$. As formas de onda de $e_{s\alpha_{med}}$ e $e_{s\beta_{med}}$ foram adquiridas pelo sistema de medição.
2. Ainda com a máquina 1 funcionando como gerador a velocidade síncrona, conectou-se aos seus terminais um banco resistivo de $10\Omega/100W$ por fase. As correntes de carga $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ foram registradas através do sistema de medição da plataforma experimental.
3. De posse dos valores experimentais de resistência de fase, indutâncias fase-fase, variações dos fluxos induzidos pelos ímãs e correntes de carga $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$, foram calculadas as forças contra-eletromotrizes esperadas a mesma velocidade ($e_{s\alpha_{calc}}$ e $e_{s\beta_{calc}}$) por substituição na equação de tensão no referencial $\alpha\beta$.
4. Calculou-se o erro médio quadrático entre as forças eletromotrizes medidas e calculadas com os valores dos parâmetros obtidos experimentalmente.

Na Figura 3.7 são apresentadas as forças eletromotrizes de eixo α medida $e_{s\alpha_{med}}$ e calculada $e_{s\alpha_{calc}}$. Além disso, é exibido o erro instantâneo $\varepsilon_{s\alpha} = e_{s\alpha_{med}} - e_{s\alpha_{calc}}$.

Na Figura 3.8 são exibidas as forças eletromotrizes de eixo β $e_{s\beta_{med}}$ medida e calculada $e_{s\beta_{calc}}$ bem como o erro instantâneo $\varepsilon_{s\beta} = e_{s\beta_{med}} - e_{s\beta_{calc}}$.

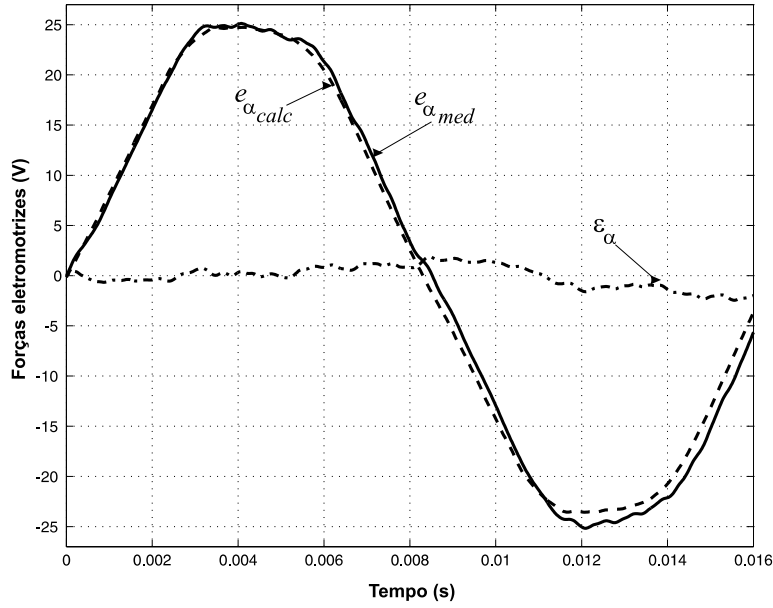


Figura 3.7. Resultado experimental: Fem medida, fem calculada de eixo α e erro instantâneo $\epsilon_{s\alpha}$ a 900 rpm e 10Ω /fase.

O critério de avaliação adotado foi o erro médio quadrático entre as forças eletromotrizes medidas e calculadas através do modelo $\alpha\beta$, isto é:

$$E_{s\alpha} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [e_{s\alpha_{med}}(k) - e_{s\alpha_{calc}}(k)]^2 \quad (3.22)$$

$$E_{s\beta} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [e_{s\beta_{med}}(k) - e_{s\beta_{calc}}(k)]^2 \quad (3.23)$$

onde N representa o número de amostras.

Para os resultados apresentados nas Figuras 3.7 e 3.8, utilizou-se $N = 680$. Os erros médios quadráticos obtidos foram os seguintes:

$$E_{s\alpha} = 1,32721V^2/\text{amostra}$$

$$E_{s\beta} = 0,83601V^2/\text{amostra}$$

Estes valores de erro representam 5,3% e 3,4% da amplitude da amplitude da força eletromotriz medida para o eixo α e β , respectivamente. Isto significa que o modelo definido por (3.3) juntamente com os parâmetros obtidos utilizando técnica proposta podem ser utilizados para descrever satisfatoriamente o comportamento dinâmico da máquina 1.

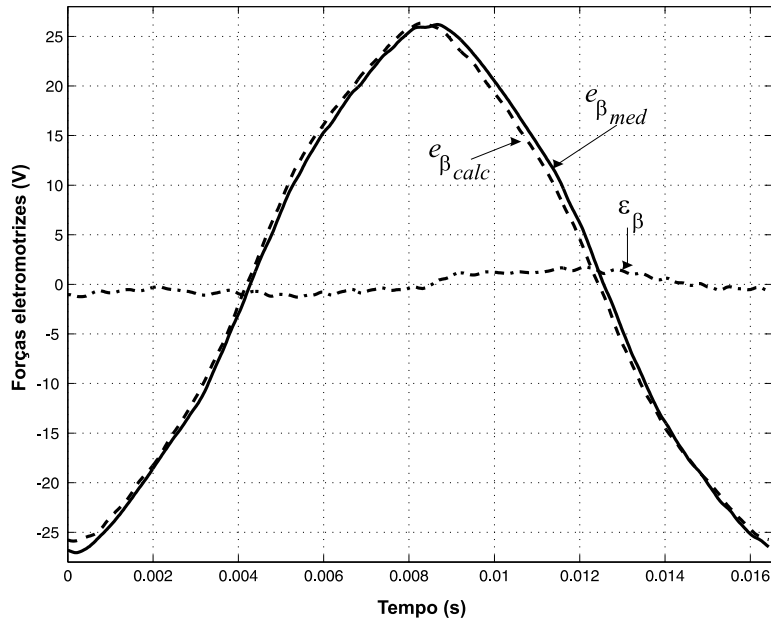


Figura 3.8. Resultado experimental: Fem medida, fem calculada de eixo β e erro instantâneo $\epsilon_{s\beta}$ a 900 rpm e $10\Omega/\text{fase}$.

3.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado uma técnica que permite a determinação das indutâncias d e q a partir da identificação das variações das indutâncias fase-fase da máquina em função da posição rotórica. O método baseia-se na medição de pulsos de tensão e de corrente e, ainda na medição da posição mecânica do rotor, o que torna simples sua implementação em um sistema de acionamento padrão. O método foi implementado em um sistema comercial de acionamento de máquinas a ímã e não necessita circuitos adicionais para a determinação dos parâmetros da máquina.

Além disso, a técnica não requer acesso ao neutro da máquina, não supõe que exista simetria entre as fases das máquina tampouco que as indutâncias variem de forma senoidal com a posição do rotor. Dessa forma, o procedimento proposto torna-se interessante, sobretudo, para máquinas as quais não se dispõe de acesso ao neutro.

Foram realizados outros testes para diferentes valores da corrente I_{\max} , entretanto para a máquina estudada não foi observada variação nas indutâncias de eixo d e eixo q . Os parâmetros determinados experimentalmente pelo método proposto foram validados de acordo com a

comparação entre as forças eletromotrizes geradas a vazio e aquela obtida pelo modelo. Os resultados obtidos foram satisfatórios.

Os valores dos parâmetros determinados experimentalmente diferiram dos valores nominais da máquina. Por outro lado, a metodologia de validação demonstrou que o modelo da máquina juntamente com os parâmetros calculados pode descrever adequadamente o comportamento da máquina. Deste modo, é preferível utilizar os parâmetros determinados experimentalmente no cálculo dos ganhos dos controladores para o caso de sistemas de acionamento de alto desempenho.

SISTEMA DE CONTROLE DA MÁQUINA

Este capítulo inicia com a apresentação e discussão de um sistema de acionamento genérico da máquina síncrona a ímã permanente apresentada no Capítulo 1. Os princípios para controle da máquina PMSM são delineados. Além disso, nas seções seguintes, são apresentadas os elementos que constituem o sistema de controle da máquina PMSM.

4.1 CONTROLE DA MÁQUINA PMSM

A estrutura de controle para a maioria das máquinas de corrente alternada a ímã permanente apresenta as seguintes características em comum para operação com alto desempenho: controle da malha posição/velocidade; enfraquecimento de campo e controle vetorial; controle da malha de corrente. A Fig. 4.1 apresenta um esquema básico das diversas malhas de controle citadas. O sistema de controle recebe os comandos do operador e as medidas das grandezas elétricas e mecânicas fornecidas pelos sensores. Processa o algoritmo de controle e então pela correta ação de chaveamento do conversor de potência, de acordo com os sinais produzidos pelo sistema de controle, controla o fluxo de potência da fonte para o motor. Neste esquema o conjugado de referência é definido pelas malhas mais externas. As correntes de referência de eixo d e q , no referencial rotórico são então obtidas do mapeamento do conjugado de referência usando a equação. As correntes de referência são transformadas para o referencial estático (i_{sd} , i_{sq}) usando a informação do ângulo do rotor e as equações de rotação. O controlador de corrente força as correntes medidas a rastreamos os sinais de referência gerando os estados de chaveamento do conversor. O regulador de corrente pode estar também no referencial síncrono.

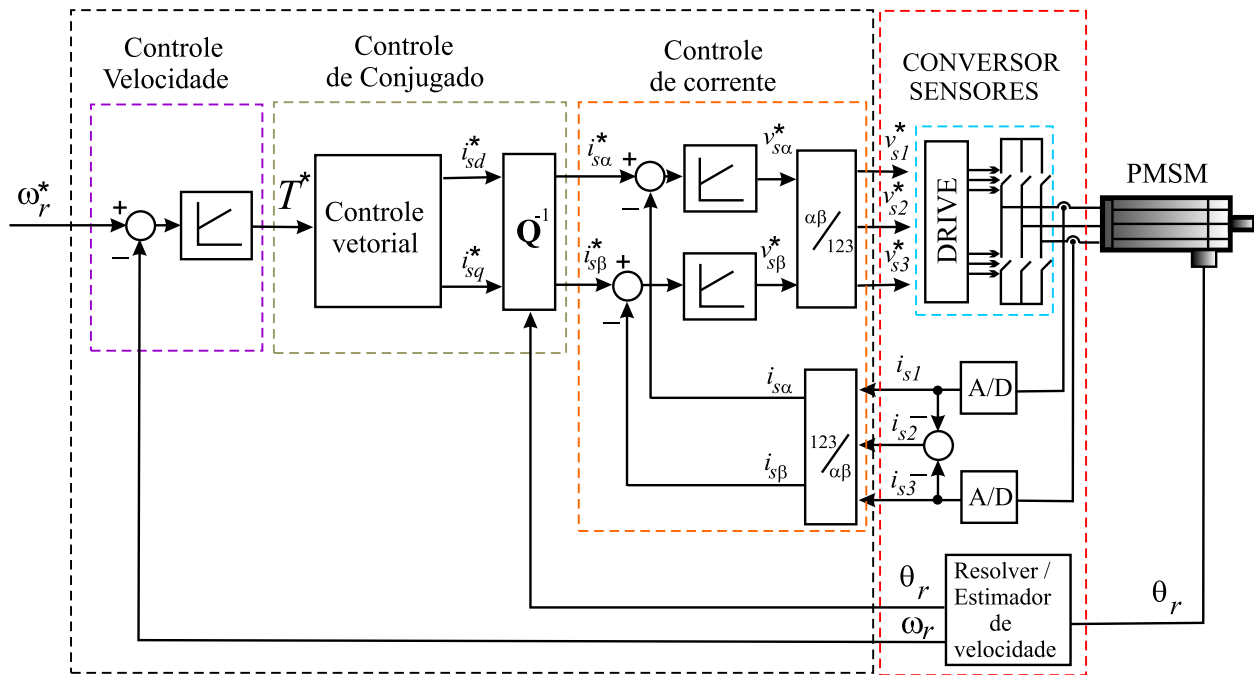


Figura 4.1. Diagrama de controle da máquina PMSM

4.2 CONTROLE POR ORIENTAÇÃO PELO CAMPO

A estratégia de controle por orientação pelo campo impõe que a corrente i_{sq} esteja em quadratura com o fasor fluxo do rotor λ_{pm} . Por outro lado, a componente i_{sd} deve estar alinhada com o fasor fluxo do rotor. Se a componente i_{sd} está na mesma direção do fasor fluxo do rotor, a componente d fluxo do estator adiciona-se ao fluxo do ímã permanente, aumentando o fluxo de entreferro resultante. Se a componente i_{sd} está na direção oposta a do fluxo produzido pelo ímã, o fluxo de entreferro resultante diminui.

A estratégia de orientação pelo campo é geralmente implementada mantendo a componente de eixo direto i_{sd} nula ($i_{sd} = 0$) e controlando a componente em quadratura. Mantendo-se a componente de eixo direto i_{sd} nula, garante-se que o ângulo entre o fasor da corrente e o fasor fluxo do rotor será 90° e o torque produzido será máximo.

O torque desenvolvido pela máquina torna-se:

$$T_t = P \lambda_{pm} i_{sq} \quad (4.1)$$

Analisando a expressão (4.1) verifica-se que o torque da máquina é diretamente proporcional ao fluxo magnético dos ímãs permanentes, ou seja do fluxo produzido pelo rotor, e à componente

da corrente de eixo em quadratura i_{sq} , ou seja, a corrente responsável pela produção de torque. Portanto, para se obter um torque constante é necessário manter a componente i_{sq} em um valor constante. Conclui-se portanto, que a estratégia de orientação pelo campo possibilita o controle de torque e de fluxo de entreferro independentes, de modo similar ao que acontece no controle da máquina de corrente contínua com excitação independente.

As estratégias de controle para máquinas síncronas a ímã permanente baseadas no controle vetorial por orientação pelo campo, diferem em função da forma construtiva da máquina.

O controle por orientação pelo campo proporciona um alto desempenho em termos de resposta no tempo e conversão de energia. Além disso, possibilita um controle com alto grau de precisão em regime permanente e em regimes transitórios. Devido a esses aspectos, o controle de máquinas de corrente alternada apresenta vantagens em relação aos acionamentos de máquinas de corrente contínua.

A operação com $i_{sd} = 0$ é adequada para acionamentos até a velocidade nominal, na região de torque constante, na qual a tensão fornecida real alimentação é suficiente. Entretanto, para velocidades acima da nominal, na faixa de operação de potência constante, a f_{cem} aumenta proporcional à velocidade do rotor.

Para operações com velocidades acima da velocidade nominal da máquina, o aumento da força eletromotriz induzida (f_{cem}) no estator exige um aumento da tensão terminal. Neste caso, pode-se reduzir a força contra-eletromotriz utilizando uma técnica de enfraquecimento do campo (*flux weakening*). Este enfraquecimento pode ser conseguido pela introdução de uma componente de eixo direto i_{sd} na direção oposta ao do fluxo ($i_{sd} < 0$).

Na condição de enfraquecimento de campo a introdução de $i_{sd} < 0$ tem como resultado um efeito desmagnetizante, todavia analisando-se a expressão (2.24), verifica-se que valores negativos de i_{sd} contribuem para um aumento no torque desenvolvido ($L_{sq} > L_{sd}$). Dessa forma, um incremento de torque é acompanhado por uma redução do fluxo do estator.

Em contrapartida, valores positivos de i_{sd} trazem como conseqüência um aumento do fluxo magnético e redução considerável do torque. Tem-se ainda que para a máquina PMSM operar

com corrente nominal é necessário a redução de i_{sq} , de modo que a corrente resultante i_s não exceda o limite da corrente da máquina, ou seja

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} < i_{s \max} \quad (4.2)$$

Além disso, pode-se verificar que a operação da máquina sob enfraquecimento de campo depende da reatância síncrona da máquina, isto é, da reação de armadura do motor.

4.3 CONTROLADOR DE CORRENTE

O controlador de corrente implementado no sistema de controle da Figura 4.1 foi um controlador PI síncrono. No referencial síncrono a excitação fundamental torna-se uma grandeza contínua que pode ser facilmente regulada utilizando-se um controlador PI.

A Figura 4.2 ilustra o sistema com controlador PI síncrono e a máquina síncrona. Como destacado na seção 2.5.3, na qual foram deduzidas as equações que modelam a máquina PMSM, existe um termo de acoplamento entre as malhas d e q , representado pelo termo $\omega_r L_{sq}$ e $\omega_r L_{sd}$. Este acoplamento implica em uma deterioração do desempenho do controlador PI síncrono padrão.

Dessa maneira, a estrutura do controlador PI padrão é modificada para desacoplar o acoplamento existente entre as malhas d e q , os termos de desacoplamento possibilita melhorar o desempenho deste controlador de corrente independente da frequência síncrona ω_r .

4.3.1 Cálculo do controlador de corrente

Com a utilização do termo de desacoplamento das malhas, tem-se um controlador de corrente para a máquina de eixo direto e em quadratura em separado. O procedimento a seguir descreve o cálculo dos ganhos do controlador PI de eixo direto, procedimento idêntico foi aplicado para determinar os ganhos do PI do eixo em quadratura.

A Figura 4.3 ilustra o sistema formado pelo controlador PI de eixo d e a malha de eixo d

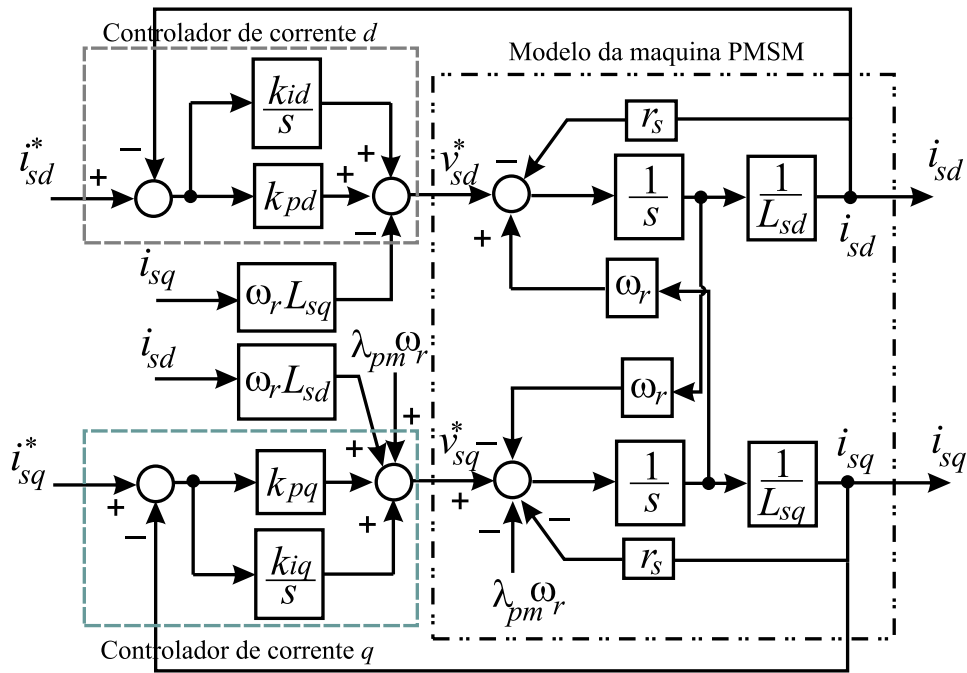


Figura 4.2. Diagrama de controle de corrente da máquina PMSM

da máquina. A função de transferência de malha aberta (FTMA) é dada por:

$$G_{od}(s) = \frac{k_{pd}}{L_d} \left(s + \frac{k_{id}}{k_{pd}} \right) \frac{1}{s \left(s + \frac{r_s}{L_d} \right)} \quad (4.3)$$

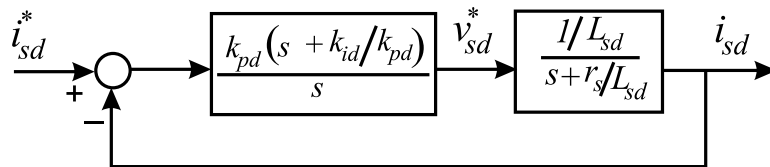


Figura 4.3. Controlador de corrente PI e malha de eixo d

Cancelando-se o pólo do sistema elétrico da malha d com o zero do controlador PI

$$\frac{k_{id}}{k_{pd}} = \frac{r_s}{L_{sd}} \quad (4.4)$$

A função de transferência de malha fechada (FTMF) é dada por:

$$G_{fd} = \frac{\frac{k_{pd}}{L_{sd}}}{\left(s + \frac{k_{pd}}{L_{sd}} \right)} = \frac{1}{s \left(\frac{L_{sd}}{k_{pd}} \right) + 1} \quad (4.5)$$

Portanto, da expressão (4.5), o ganho k_{pd} é definido em função da frequência de corte ou largura de faixa desejada para a função de transferência de malha fechada desejada (f_d), ou

seja

$$k_{pd} = 2\pi f_d L_{sd} \quad (4.6)$$

Utilizando o mesmo procedimento para determinação dos ganhos do controlador PI síncrono de eixo q , podemos sumarizar como foram determinados os ganhos dos controladores de corrente de eixo d e q .

- eixo d : $k_{id} = 2\pi f_d L_{sd}$ e $k_{pd} = \frac{L_{sd}}{r_s} k_{id}$;
- eixo q : $k_{iq} = 2\pi f_q L_{sq}$ e $k_{pq} = \frac{L_{sq}}{r_s} k_{iq}$;

onde f_d e f_q são as larguras de faixa desejadas das malhas fechadas do eixo d e q , respectivamente.

4.4 CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Considere o diagrama de blocos abaixo, no qual está representado o controlador PI de velocidade e a malha mecânica da máquina.

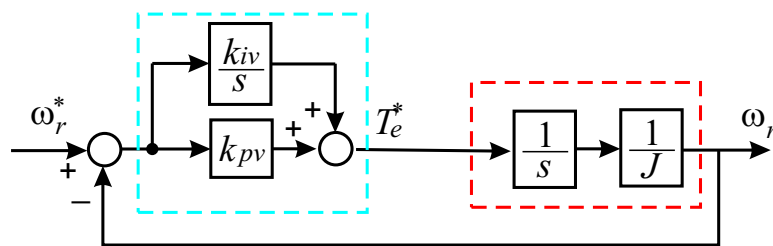


Figura 4.4. Controlador de velocidade e planta mecânica da máquina PMSM

4.4.1 Cálculo do controlador de velocidade

A função de transferência de malha fechada $G_{f\omega}$ para malha de velocidade é expressa como:

$$G_{f\omega}(s) = \frac{k_{pv}(s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}})}{Js^2 + k_{pv}s + k_{iv}} \quad (4.7)$$

Observa-se que o modelo mecânico da máquina apresenta um pólo na origem ($s = 0$). Dessa forma, não podemos utilizar a técnica de cancelamento de pólo da planta com o zero do controlador de velocidade.

A alternativa adotada foi estabelecer que os pólos da função de transferência de malha fechada sejam pólos reais e idênticos. Dessa forma, o discriminante do polinômio $p(s) = Js^2 + k_{pv}s + k_{iv}$ deve ser nulo. Dessa forma, obtém-se como relação entre os ganhos do controlador:

$$\frac{k_{iv}}{k_{pv}^2} = \frac{1}{4J} \quad (4.8)$$

Uma vez garantida esta condição, os pólos do sistema em malha fechada são dados por:

$$s_1 = s_2 = \frac{k_{pv}}{2J} \quad (4.9)$$

Da relação acima, pode-se determinar o ganho proporcional do controlador com base na frequência f_v , que determina a largura de faixa do sistema em malha fechada.

$$k_{pv} = 4\pi J f_v \quad (4.10)$$

4.5 INVERSOR FONTE DE TENSÃO

O inversor fonte de tensão é o conversor estático empregado em sistemas de acionamento de máquinas elétricas de corrente alternada. A topologia básica deste inversor é ilustrada na Figura 4.5. O inversor é construído em forma de ponte e dividido em ramos (braços), cada ramo contém dois interruptores (chaves) de potência, a carga é conectada ao ponto central do braço.

A tensão do barramento CC (*DC Link*) é obtida a partir de um circuito retificador. Os pulsos das chaves são gerados de forma tal que as chaves de cada braço sejam comutados de

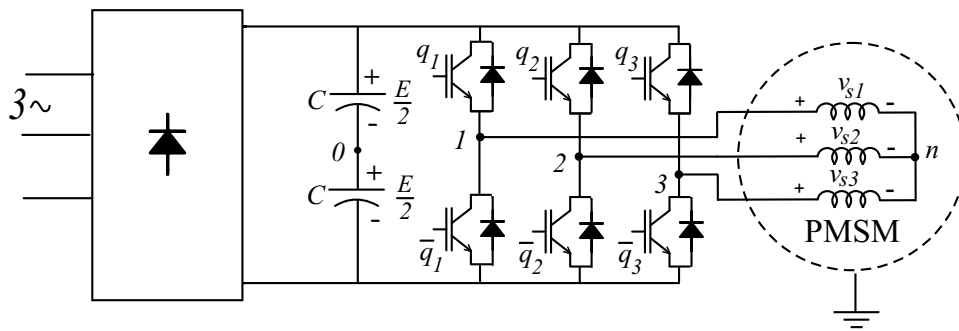


Figura 4.5. Sistema de alimentação - retificador, inversor e máquina PMSM

forma complementar. As tensões de saída do inversor são produzidas a partir de uma técnica de modulação por largura de pulsos. As tensões geradas têm valores instantâneos cujo valor médio, em um intervalo de tempo T , é igual a tensão de referência.

A aplicação de uma tensão modulada por largura de pulsos (*Pulse Width Modulation - PWM*) introduz harmônicos na corrente e no torque desenvolvido pela máquina, bem como o surgimento de perdas de chaveamento no inversor e na máquina.

Dessa maneira, várias técnicas tem sido estudadas visando a redução das perdas de chaveamento, diminuição das distorções harmônicas, simplificação da implementação, redução da carga computacional e aumento da faixa de operação linear. Dentre as várias técnicas existentes pode-se citar:

- Modulação seno-triângulo ou PWM senoidal;
- PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico;
- Modulação vetorial.

Os critérios de desempenho geralmente utilizados para avaliar as técnicas de modulação são:

- distorção harmônica total;
- perdas de chaveamento;
- ondulação da corrente de saída;
- máxima tensão de saída possível para uma mesma tensão do barramento CC.

4.5.1 Modulação por largura de pulsos (PWM)

O inversor trifásico da Figura 4.5 é composto por seis chaves $q_1, q_2, q_3, \bar{q}_1, \bar{q}_2$ e \bar{q}_3 e seus respectivos diodos. As chaves \bar{q}_1, \bar{q}_2 e \bar{q}_3 são comandadas de forma complementar as chaves q_1, q_2 e q_3 .

As tensões aplicadas a máquina dependem da configuração das chaves do inversor. As chaves assumem valores binários (0 ou 1). As tensões de saída do inversor são dadas por:

$$v_{s1} = v_{s10} + v_{0N} \quad (4.11)$$

$$v_{s2} = v_{s20} + v_{0N} \quad (4.12)$$

$$v_{s3} = v_{s30} + v_{0N} \quad (4.13)$$

Onde v_{0N} é a diferença de tensão do ponto médio do barramento CC (“0”) para o neutro da máquina. As tensões de pólo v_{s10}, v_{s20} e v_{s30} são dadas por:

$$v_{s10} = q_1 \frac{E}{2} - \bar{q}_1 \frac{E}{2} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.14)$$

$$v_{s20} = q_2 \frac{E}{2} - \bar{q}_2 \frac{E}{2} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.15)$$

$$v_{s30} = q_3 \frac{E}{2} - \bar{q}_3 \frac{E}{2} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.16)$$

Sejam v_{s1}^*, v_{s2}^* e v_{s3}^* as tensões trifásicas de referência que se deseja aplicar a máquina, pode-se utilizar as tensões de referência de pólo v_{s10}^*, v_{s20}^* e v_{s30}^* , para determinar as relações para as larguras de pulso τ_1, τ_2 e τ_3 :

$$\tau_1 = \left(\frac{v_{s10}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (4.17)$$

$$\tau_2 = \left(\frac{v_{s20}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (4.18)$$

$$\tau_3 = \left(\frac{v_{s30}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (4.19)$$

4.6 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou o sistema de controle de uma máquina síncrona a ímã permanente. O sistema de controle é composto por uma seqüência de malhas de controle em cascata, no qual as malhas de controle/posição estão sobrepostas a malha de controle de torque/corrente. Estes estágios são responsáveis pela geração dos sinais de comando a serem aplicados a máquina para o desempenho desejado. Para alimentação da máquina utiliza-se um inversor fonte de tensão cujas chaves são comandadas por sinais PWM.

O controle da máquina baseia-se no controle por orientação pelo campo, cujo princípio é a orientação da componente de eixo q da corrente estatórica, i_{sq} , em quadratura com o fluxo do rotor λ_{pm} , mantendo a componente i_{sd} nula. Dessa forma, é estabelecida uma relação direta entre o torque desenvolvido pela máquina e a componente i_{sq} . Como consequência, a implementação do controle por orientação pelo campo torna-se relativamente simples. Contudo, a componente i_{sd} pode ser imposta negativa para operação acima da velocidade da máquina.

O controlador de corrente utilizado no sistema de controle foi um controlador PI síncrono com termos de desacoplamento das malhas d e q . A utilização do controlador de corrente no referencial síncrono deve-se ao fato das grandezas elétricas da máquina neste referencial tornarem-se contínuas, dessa forma, o controlador proporciona um erro de regime permanente nulo. O cálculo dos ganhos do controlador de corrente foi determinado aplicando a técnica de alocação dos pólos da malha fechada de corrente. Procedimento similar foi realizado com a malha de velocidade para determinação dos ganhos do controlador de velocidade.

ESTIMAÇÃO DE POSIÇÃO DA MÁQUINA EM MÉDIAS E ALTAS VELOCIDADES

Este capítulo apresenta a implementação de um método existente na literatura para estimar a posição e a velocidade de máquina síncrona a ímã permanente. O método é baseado na estimação da força contra-eletromotriz no referencial estacionário ($\alpha\beta$) usando um filtro de estados. A informação é extraída a partir da força contra-eletromotriz estimada usando um observador dos estados da máquina. A fundamentação teórica e matemática do método é apresentada. Resultados de simulação e experimentais verificam a eficácia do método.

5.1 TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE POSIÇÃO E VELOCIDADE

Os sistemas de acionamento e controle da máquina síncrona a ímã permanente exigem o conhecimento da posição e velocidade rotórica da máquina, condição básica para controle de velocidade, torque e posição. Na maioria das aplicações, a posição do rotor é obtida a partir de sensores. Contudo, esses equipamentos trazem alguns inconvenientes, dentre eles destacam-se:

- custos adicionais;
- necessidade de manutenção;
- redução da confiabilidade do sistema.

Diante desses fatos, um esforço tem sido realizado visando a eliminação de sensores de posição. Como resultado, várias estratégias de controle de máquinas síncronas a ímã permanente sem sensores de posição (*sensorless control*). Os principais métodos apresentados na

literatura técnica para controle da máquina PMSM sem sensores de posição podem ser classificadas em duas principais categorias:

- métodos baseados na estimação da força contra-eletromotriz (ZHIQIAN, 2000a), (GUCHUAN, 2001), (SHEN; ZHU; HOWE, 2002), (KIM; HARKE; LORENZ, 2003b) ;
- métodos baseados no rastreamento das saliências magnéticas (AKAGI; OGASAWARA, 1998), (CORLEY; LORENZ, 1998), (CONSOLI; SCARCELLA; TESTA, 2001), (HOLTZ, 2002).

Os métodos baseados no rastreamento da saliência são reservados para operação em baixa velocidade, os métodos baseados na estimação da força contra-eletromotriz são destinados para operação em média e alta velocidade. O fato comum as duas categorias é que o desempenho dos mesmos pode ser afetado pela variação de parâmetros da máquina, principalmente em condições de carga.

5.2 ESTIMAÇÃO DE POSIÇÃO E VELOCIDADE BASEADA NA ESTIMAÇÃO DA FCEM

As técnicas clássicas para estimação de posição do rotor da máquina PMSM em médias e altas velocidades fundamentam-se na relação existente da força eletromotriz induzida nas fases da máquina com a posição do rotor.

Técnicas simples utilizam o cálculo da força contra-eletromotriz (f_{cem}) a partir das medições de correntes e tensões da máquina. Entretanto, o cálculo em malha aberta, torna essas soluções muito sensíveis a ruídos e a incertezas nos parâmetros da máquina.

O uso de observadores de estados possibilitaram a capacidade de realimentação de posição nessas estratégias de estimação. Os observadores de estado incluem um modelo completo da máquina (incluindo equações elétricas e mecânicas) de modo a estimar as variáveis de estados que incluem os estados medidos e estados desconhecidos (posição e velocidade da máquina) (LORENZ, 2002b). Observadores determinísticos (Luenberger) e estocásticos (Filtros de Kalman estendidos) são os observadores mais usados nestas técnicas.

Devido a proporcionalidade existente entre a f_{cem} e a velocidade da máquina, erros de estimação são muito importantes em baixas velocidades. Como consequência, essas técnicas não são aplicadas para condições de velocidade nula. Entretanto, essas estratégias apresentam excelentes desempenhos para aplicações de média e alta velocidade.

5.2.1 Observador para estimação da f_{cem}

Considere, mais uma vez, o modelo da máquina PMSM no referencial $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_{s\alpha\alpha} & pL_{s\alpha\beta} \\ pL_{s\alpha\beta} & r_s + pL_{s\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_{pm} \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

onde p é o operador derivada, as indutâncias são dadas por:

$$L_{s\alpha\alpha} = L_0 + L_1 \cos(2\theta_r) \quad (5.2)$$

$$L_{s\beta\beta} = L_0 - L_1 \cos(2\theta_r) \quad (5.3)$$

$$L_{s\alpha\beta} = L_1 \sin(2\theta_r) \quad (5.4)$$

$$L_0 = \frac{(L_{sd} + L_{sq})}{2} \quad (5.5)$$

$$L_1 = \frac{(L_{sd} - L_{sq})}{2} \quad (5.6)$$

O modelo pode ser escrito de modo a isolar os termos que dependem da posição em um termo de *força contra-eletromotriz estendida* (E_{ex}) (ZHIQIAN, 2000b) como:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_{sd} & \omega_r(L_{sd} - L_{sq}) \\ \omega_r(L_{sd} - L_{sq}) & r_s + pL_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

onde

$$E_{ex} = (L_{sd} - L_{sq})(\omega_r i_{sd} - p i_{sq}) + \omega_r \lambda_{pm} \quad (5.8)$$

O termo E_{ex} , definido como força contra-eletromotriz estendida, é formado por um termo referente à f_{cem} gerada pelo ímã permanente ($\omega_r \lambda_{pm}$) e outro termo referente às saliências da

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{T} = & \mathbf{v}_{s\alpha\beta}^* - \mathbf{v}_{s\alpha\beta} + (L_{sd} - \hat{L}_{sd})s\mathbf{i}_{s\alpha\beta} + (r_s - \hat{r}_s)\mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \\ & + [(L_{sd} - L_{sq})j\omega_r - (\hat{L}_{sd} - \hat{L}_{sq})j\hat{\omega}_r](i_{s\alpha} - i_{s\beta}) \end{aligned} \quad (5.10)$$

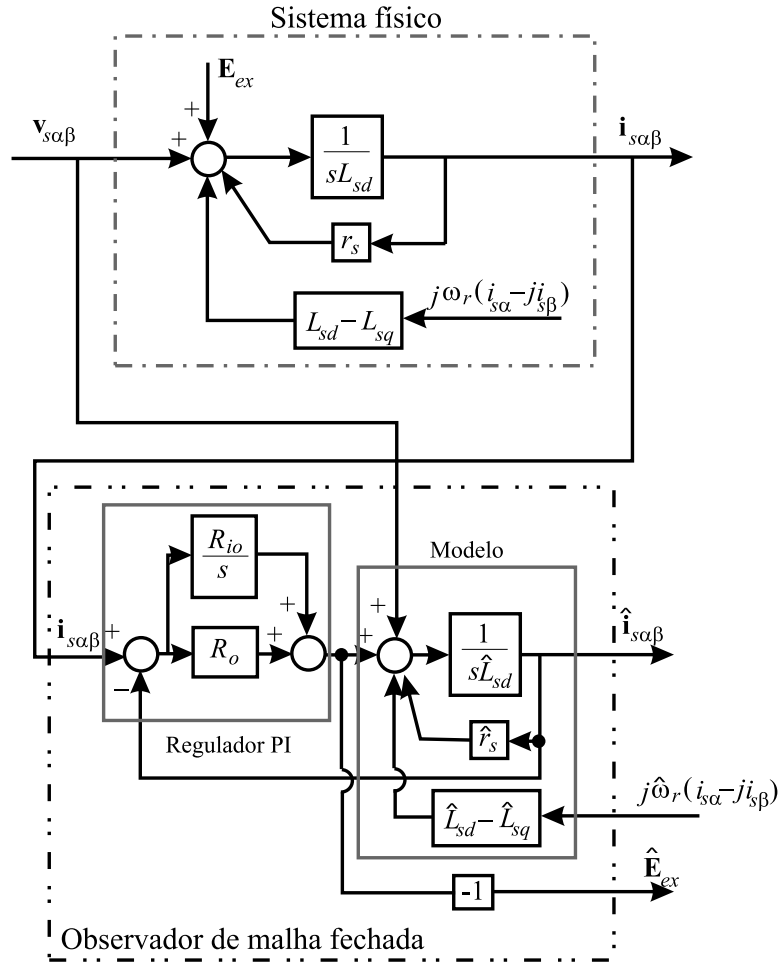


Figura 5.2. Representação do sistema físico e do observador de fcem.

Verifica-se portanto que a estimação da força contra-eletromotriz estendida $\hat{\mathbf{E}}_{ex}$ usando um filtro de estados é determinada pela largura de faixa do filtro de estado (ganhos R_o e R_{io}) e ainda por erros nos parâmetros da máquina e da tensão de referência. Se for assumido que não existe erros na determinação dos parâmetros da máquina e na tensão de referência, a relação entre a fcem estendida estimada e a fcem obtida pelo modelo reduz-se a:

$$\hat{\mathbf{E}}_{ex} = \frac{R_o s + R_{io}}{L_{sd} s^2 + (r_s + R_o) s + R_{io}} \mathbf{E}_{ex} \quad (5.11)$$

Os ganhos do filtro de estados foi determinada pela comparação da função característica de malha fechada do observador com um polinômio padrão de 2º grau, $R(s) = (s + r_1)(s + r_2)$. Dessa maneira, as seguintes relações são obtidas por

$$R_{io} = r_1 r_2 L_{sd} \quad (5.12)$$

$$R_o = (r_1 + r_2)L_{sd} - r_s \quad (5.13)$$

5.2.2 Observador para estimação da posição e velocidade

A força contra-eletromotriz estendida estimada (\widehat{E}_{ex}) pelo filtro de estado contém a informação da posição rotórica. Dessa maneira, uma possibilidade de se obter a posição é calcular o arco tangente das componentes de eixo α e β de \widehat{E}_{ex} como

$$\widehat{\theta}_r = \arctan\left(-\frac{\widehat{E}_{ex\alpha}}{\widehat{E}_{ex\beta}}\right) \quad (5.14)$$

Esta alternativa não introduz atraso na estimação, entretanto, apresenta a desvantagem de que a função arco-tangente é susceptível a ruídos de medição. Devido a esta desvantagem, alternativas foram propostas na literatura baseadas em filtros de estado ou observadores (ZHIQIAN, 2000b), (KIM; HARKE; LORENZ, 2003b).

Um observador tipo de Luenberger pode ser usado para estimar a posição do rotor θ_r . Esta estrutura é composta pelo modelo mecânico da máquina e por um regulador PI. Primeiramente, um método é usado para detectar o erro de fase existente entre a fcm estimada e a fcm fornecida pelo modelo 5.1. O resultado do produto resulta em (KIM; HARKE; LORENZ, 2003b)

$$\varepsilon = \left\| \widehat{E}_{ex} \right\| \text{sen}(\theta_r - \widehat{\theta}_r) \quad (5.15)$$

A posição elétrica é convertida para posição mecânica pela relação de pares de pólos P . O regulador PI é responsável por rastrear a posição mecânica, mantendo um erro de posição pequeno, função da largura de faixa escolhida para o observador. O modelo do sistema mecânico é representado por um sistema de segunda ordem com um parâmetro, o momento de inércia J .

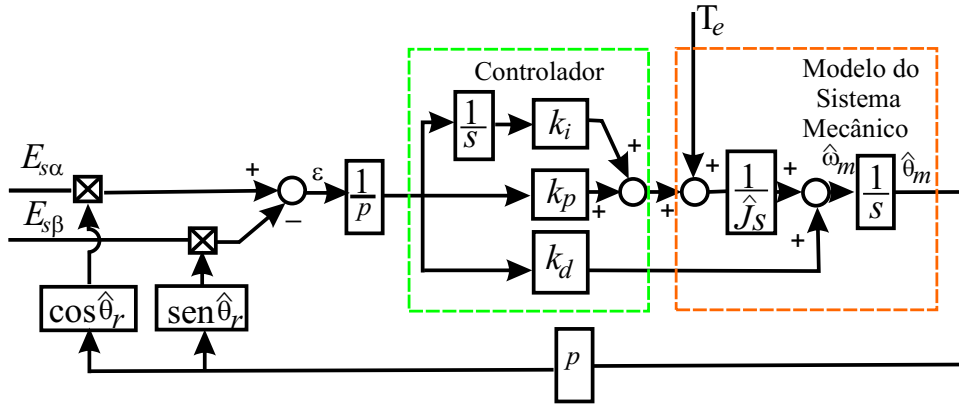


Figura 5.3. Observador de posição do rotor tipo Luenberger.

As funções de transferência para a estimação de posição e velocidade podem ser obtidas a partir da análise da figura 5.3. As funções de transferência para a estimação da posição e velocidade são dadas por

$$\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} = \frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{J \frac{\hat{L}_{sd} - \hat{L}_{sq}}{L_{sd} - L_{sq}} s^3 + b_o s^2 + K_o s + K_{io}}{J s^3 + b_o s^2 + K_o s + K_{io}} \quad (5.16)$$

ou

$$\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} = \frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{J \frac{\hat{\lambda}_{pm}}{\lambda_{pm}} s^3 + b_o s^2 + K_o s + K_{io}}{J s^3 + b_o s^2 + K_o s + K_{io}} \quad (5.17)$$

Conforme descrito acima, a estimação de posição é função dos ganhos b_o , K_o e K_{io} . Estes ganhos foram determinados a partir da comparação do polinômio característico da função de transferência com um polinômio padrão de 3º grau $T_1(s) = (s + p_1)(s + p_2)(s + p_3)$. Dessa forma:

$$K_{io} = J p_1 p_2 p_3 \quad (5.18)$$

$$K_o = J(p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3) \quad (5.19)$$

$$b_o = J(p_1 + p_2 + p_3) \quad (5.20)$$

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A estratégia de estimação de posição discutida na seção anterior foi avaliada inicialmente através de um programa de simulação implementado em linguagem C++. O modelo dinâmico

descrito pelas equações (2.21) e (2.24) foi simulado utilizando-se o método de Runge-Kutta de 4ª ordem. A Fig. 5.5 ilustra o sistema simulado. Cada sistema é composto de inversor PWM (10 kHz), máquina a ímã permanente, controle das malhas de corrente e velocidade, controle vetorial e módulos de aquisição. A síntese das tensões de referência no inversor de tensão é realizada através de uma técnica de modulação PWM implementada segundo uma abordagem escalar. Os parâmetros usados na simulação são apresentados na tabela I. Resultados da simulação da técnica são exibidos na Figura 5.4. A velocidade de referência foi de 300 rpm.

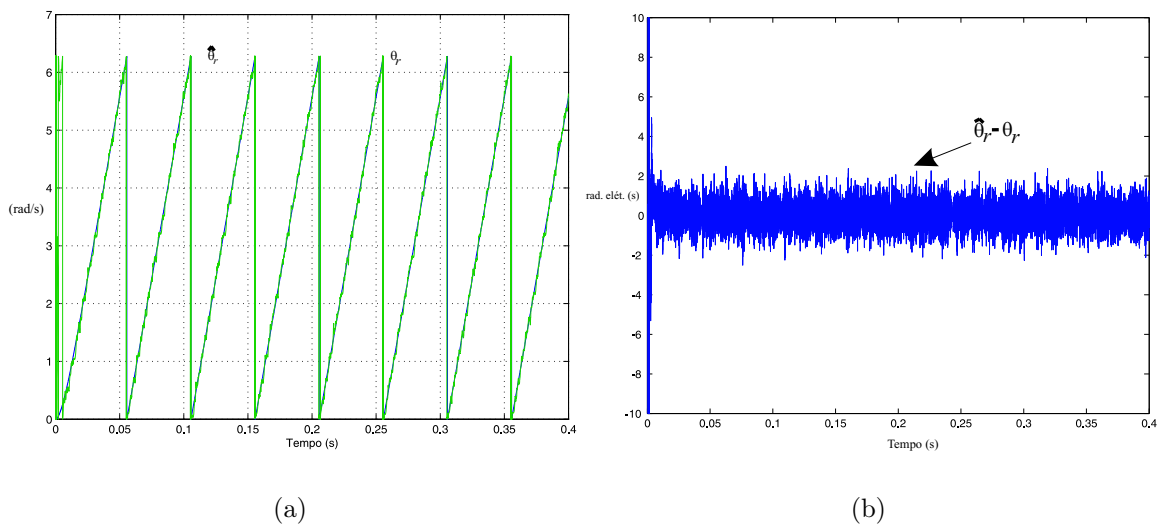


Figura 5.4. Resultados de simulação: (a) Posição rotórica medida e posição rotórica estimada; (b) Erro de estimação.

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A técnica de estimação da fcm estendida foi implementada no sistema de acionamento da Figura 3.4. As correntes estatóricas foram medidas através de um sistema de medição contendo sensores de efeito Hall. Os pulsos de comando das chaves do inversor são produzidos através de um circuito externo conectado ao microcomputador. O período de amostragem do sistema foi de $100 \mu\text{s}$. Um *resolver* do conversor é usado para medição da posição do rotor da máquina, usada como referência de posição. O *resolver* tem especificação $7\text{V}/10 \text{ kHz}$. A realimentação de velocidade da máquina é obtida a partir de um sinal analógico gerado pelo conversor comercial.

As grandezas exibidas a seguir foram adquiridas com o sistema de aquisição da plataforma ¹.

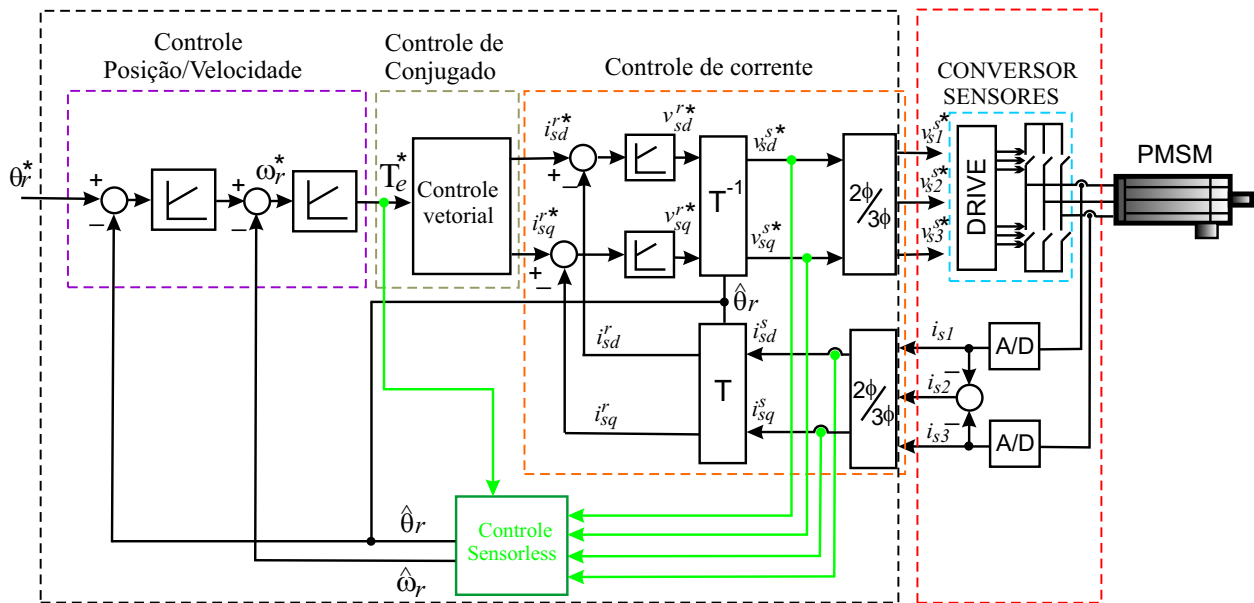


Figura 5.5. Diagrama de controle sem sensor de posição (*self-sensing control*).

A partida da máquina foi realizada utilizando-se a estratégia convencional de controle da máquina, com sensor de posição. Quando a velocidade desenvolvida pela máquina atingia o valor de referência, a referência de posição passava a ser a posição estimada pelo algoritmo. A avaliação da estratégia de controle sem sensor de posição foi realizada para os seguintes casos:

- Operação com velocidade constante
- Variação da velocidade de referência
- Aplicação de um degrau de carga

A. Operação com velocidade constante

A Figura 5.6 exibe a posição elétrica medida do rotor e a posição estimada do rotor, em regime permanente. A máquina opera a vazio com um velocidade de referência constante de 600 rpm (250 rad elétricos/s). Verifica-se que a posição estimada não apresenta atraso em relação a posição medida, com um erro de estimação de posição pequeno.

¹Outros detalhes sobre a plataforma experimental vide Apêndice A

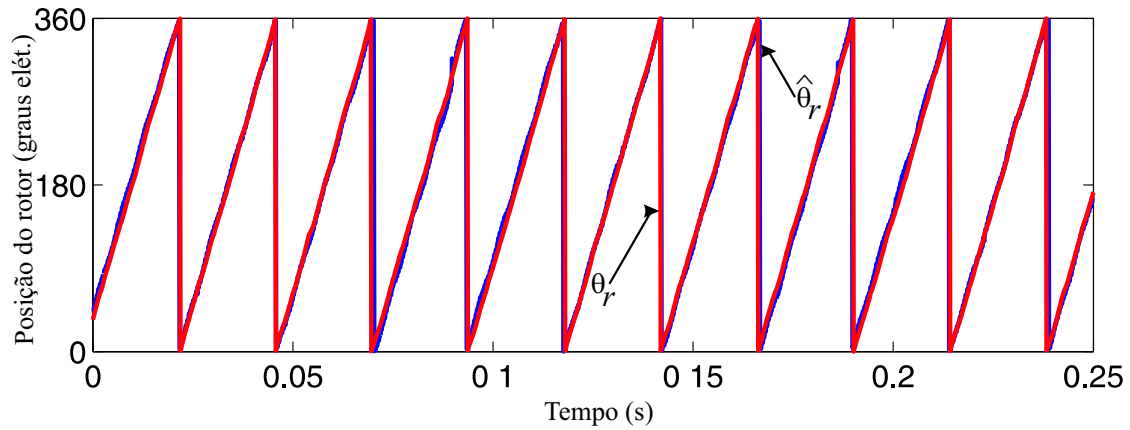


Figura 5.6. Resultado experimental: Posição medida θ_r e posição estimada $\hat{\theta}_r$, a velocidade de 600 rpm.

Para demonstrar a estimação de fcm realizada pelo observador de fcm. Na Figura 5.7 são exibidas as fcm $\alpha\beta$ para a máquina operando a velocidade síncrona em duas situações: (a) para a máquina operando como gerador e (b) para a máquina operando com controle de velocidade em regime permanente sem sensor de posição (*self-sensing control*).

B. Variação de velocidade

Os testes anteriores foram realizados usando a posição medida θ_r nas malhas de controle. Os mesmos testes foram realizados usando a posição estimada $\hat{\theta}_r$ nas malhas de controle. O resultado da operação do sistema usando a posição estimada na malha de controle de corrente com variação de um degrau na velocidade de referência é dado na Figura 5.8.

C. Aplicação de carga

A Figura 5.9 apresenta a posição estimada e medida para a aplicação de um degrau de torque de carga de 1,55 Nm enquanto a máquina gira a uma velocidade constante de 480 rpm (200 rad. elétricos/s). A figura ilustra a resposta na componente de torque da corrente i_{sq} do motor para esta variação na carga. A estimação é robusta frente a um transitório de carga. A fcm é determinada pelas condições de operação e pelos parâmetros da máquina. Como a fcm é relativamente dominante nesta velocidade, a variação na magnitude da fcm devido a variação de carga é relativamente pequena. O filtro de estado extrai a fcm, filtrando os harmônicos e então o observador rastreia adequadamente a posição

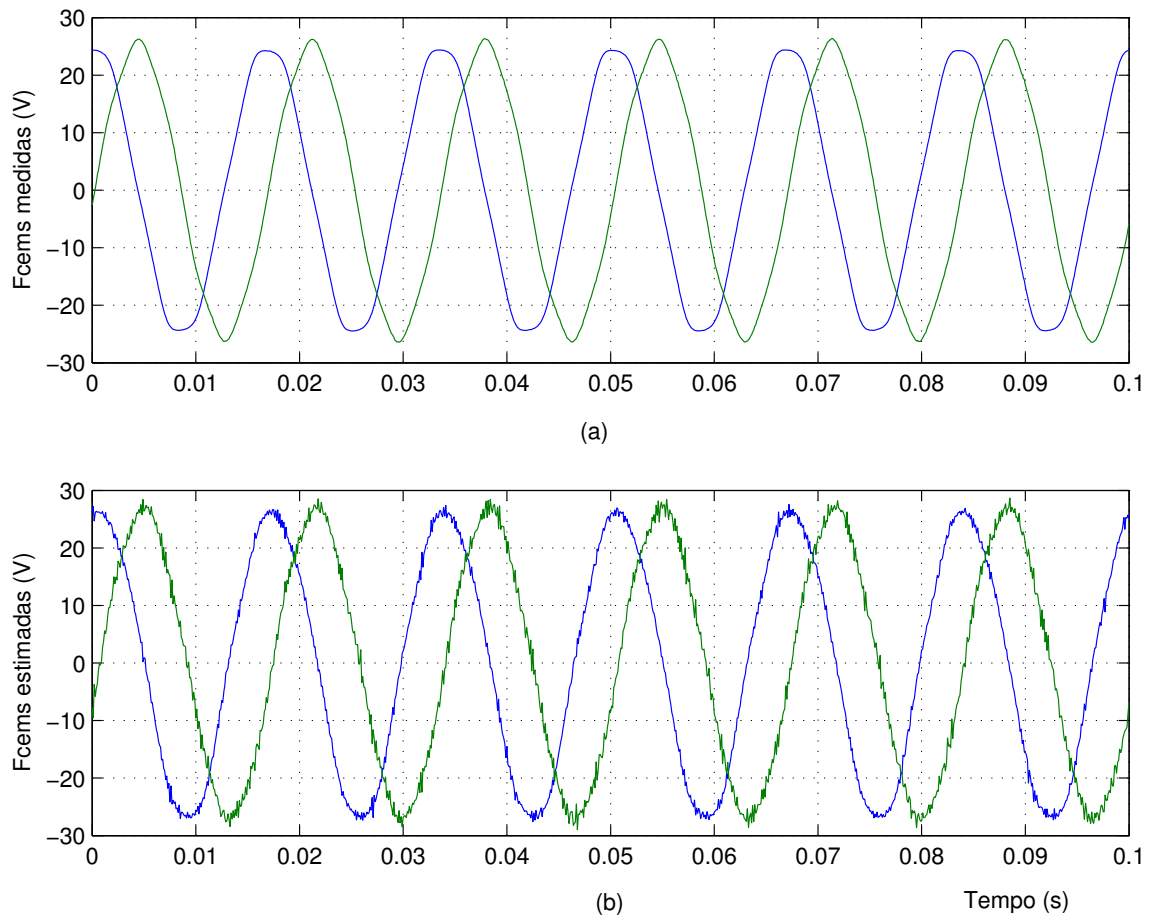


Figura 5.7. Resultado experimental: Comparação da estimação da f_{cem} : (a) Máquina operando como gerador - tensões medidas $\alpha\beta$; (b) Máquina operando como motor com controle self-sensing de velocidade - saída do estimador de f_{cem} estendida $\alpha\beta$, a velocidade de 900 rpm.

5.5 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou um método existente na literatura para estimação da posição do rotor da máquina PMSM a partir da estimação da força contra-eletromotriz, para médias e altas velocidades. A estimação de posição é baseada na força contra-eletromotriz da máquina no referencial estacionário $\alpha\beta$ uma vez que a força contra-eletromotriz nessa faixa de velocidades é dominante. Um filtro de estado (observador de perturbação) é utilizado para estimação a força contra-eletromotriz da máquina.

A estimação de posição é obtida utilizando um observador Luenberger em cascata com o filtro de estado. O observador inclui o modelo mecânico da máquina (observador de rastreamento da saliência). Dessa forma, a estrutura formada permite uma estimativa de posição que

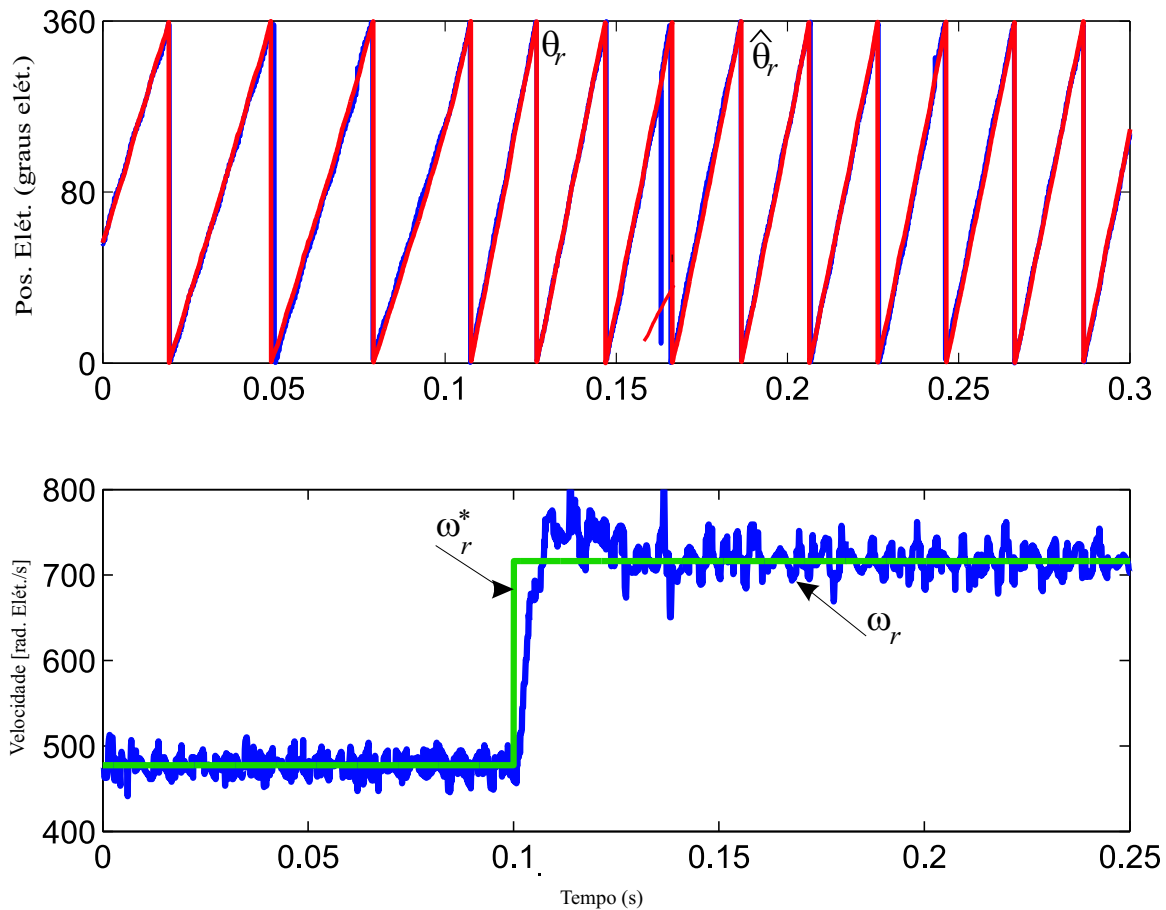


Figura 5.8. Resultado experimental: Operação com variação da velocidade de referência de 477 rpm para 716 rpm : (a) Posições rotóricas medidas θ_r e estimadas $\hat{\theta}_r$; (b) Velocidades rotóricas, referência ω_r^* e desenvolvida ω_r .

rastrea a posição real do rotor. A precisão da estimação de posição é determinada pelos ganhos do filtro de estado e do observador de rastreamento da saliência da máquina.

O procedimento para a determinação dos ganhos dos observadores de corrente e de posição foram escolhidos inicialmente para larguras de faixa superiores as larguras de faixa dos controladores de corrente e de velocidade. A técnica de estimação de posição foi avaliada experimentalmente em média velocidade para condições a vazio e com variação de velocidade. Para estas condições, constatou-se que a posição estimada do rotor segue a posição de referência com atraso desprezível e por conseguinte, um pequeno erro de estimação.

Como último teste, foi realizado de aplicação de carga à máquina durante operação sob controle *self-sensing*. A posição estimada pelo método foi utilizada no sistema de controle. Verificou-se que após a aplicação da carga, a velocidade desenvolvida pela máquina manteve-se

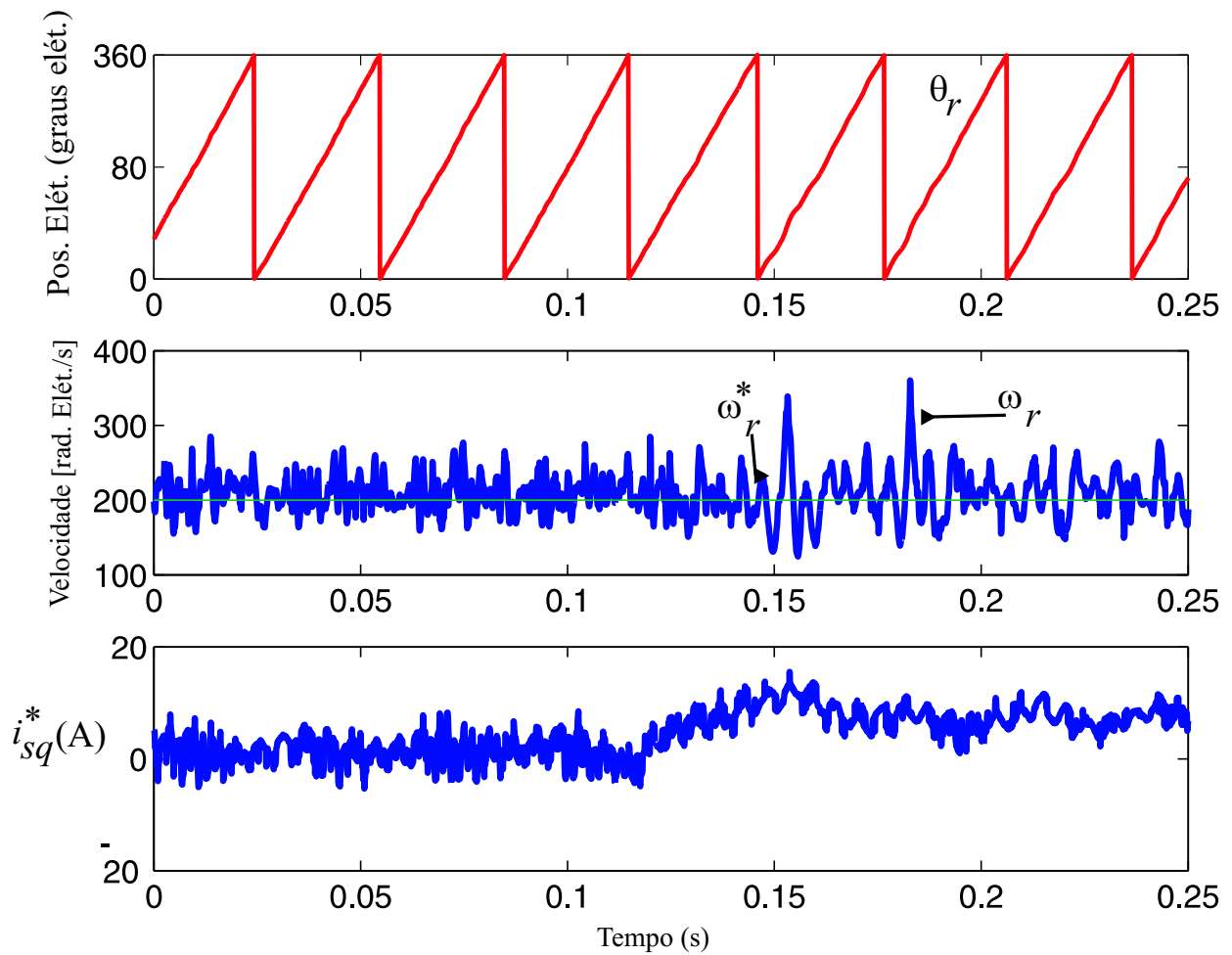


Figura 5.9. Resultado experimental: Aplicação de carga para uma velocidade de referência de 480 rpm: (a) Posição elétrica estimada; (b) velocidade rotórica; (c) Corrente de carga.

na referência, destacando a robustez do método de estimação de posição a transitórios de carga. Dessa maneira, a alternativa para estimação de posição implementada possibilita a eliminação do emprego de sensores de posição no sistema de acionamento de máquinas a ímãs permanentes.

ESTIMAÇÃO DE POSIÇÃO DA MÁQUINA EM BAIXAS VELOCIDADES

6.1 INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foi apresentado um método de estimação da posição do rotor baseado na estimação da força contra-eletromotriz da máquina. Os métodos de estimação baseados neste princípio são convenientes em velocidades médias ou altas. Para operação da máquina em baixas velocidades, a força contra-eletromotriz (f_{cem}) torna-se desprezível, o que torna inviável a estimação de posição a partir da estimação da f_{cem} da máquina. Dessa forma, à velocidade nula ou em baixas velocidades, são utilizados métodos de estimação de posição que não dependam da excitação fundamental e, se possível, que não dependam dos parâmetros da máquina.

As soluções encontradas na literatura utilizam um sinal de alta frequência sobreposto a excitação fundamental para rastreamento da saliência da máquina, uma vez que a saliência da máquina independe da velocidade da máquina. Além disso, essas soluções se caracterizam também, por explorar efeitos secundários, tais como a saturação, para estimação de posição e/ou velocidade.

A detecção da posição do rotor pela injeção de sinais de alta frequência explora a existência de saliências magnéticas em máquinas de corrente alternada. Métodos baseados neste princípio, fazem uso da injeção de sinais de alta frequência (tensão ou corrente) sobrepostos a alimentação fundamental da máquina. O sinal resultante (corrente ou tensão) é então processado para se extrair a informação de posição do rotor.

6.2 MODELO DA MÁQUINA A ÍMÃ PERMANENTE EM ALTA FREQUÊNCIA

O modelo de alta frequência de uma máquina síncrona a ímã permanente é obtido a partir das seguintes suposições: (i) as quedas resistivas podem ser desprezadas; (ii) termos de desacoplamento podem ser desprezados e (iii) a força contra eletromotriz é desprezível em baixa velocidade. O modelo da máquina em alta frequência pode ser expresso por:

$$\begin{bmatrix} v_{sdh} \\ v_{sqh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_{sd} & 0 \\ 0 & pL_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdh} \\ i_{sqh} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

onde $[v_{sdh} \ v_{sqh}]^T$, $[i_{sdh} \ i_{sqh}]^T$ são os vetores de tensão e corrente de alta frequência, respectivamente.

A Figura 6.1 (a) ilustra o modelo da máquina para a excitação fundamental. O modelo de alta frequência da máquina pode ser representado pela Figura 6.1 (b).

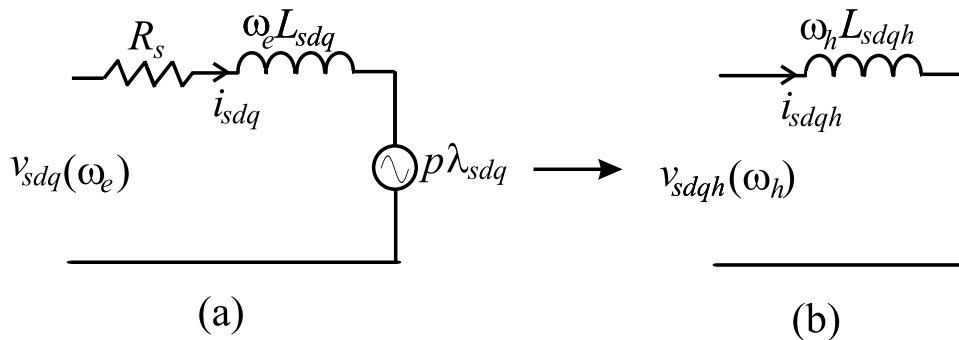


Figura 6.1. Modelo da máquina a ímãs permanentes: (a) Na frequência fundamental; (b) Em alta frequência.

6.3 MÉTODOS BASEADOS NA INJEÇÃO DE SINAIS DE ALTA FREQUÊNCIA

As técnicas baseadas na injeção de sinais de alta frequência são divididas, basicamente, em dois tipos: injeção de tensão ou de corrente. Cada técnica apresenta suas vantagens e suas desvantagens, uma em relação a outra. Estas características serão apresentadas nesta seção.

A injeção de tensão apresenta a vantagem de simplicidade na implementação e geração da excitação desejada quando se utiliza inversores comerciais. Por outro lado, a injeção de corrente apresenta a vantagem de gerar um sinal de tensão elevado (sinal que contém a informação

desejada) a partir da injeção de corrente de pequena magnitude. Isto se deve ao aumento da magnitude da impedância com o aumento da frequência.

A maioria das técnicas que utilizam a injeção de corrente empregam um sinal de baixa frequência. Como consequência disso, alguns problemas gerados:

- a amplitude do sinal de tensão é reduzida, o que dificulta a extração da informação (S. RIBEIRO, 1998);
- a baixa frequência do sinal provoca oscilações indesejáveis no torque desenvolvido pela máquina;
- esse tipo de injeção requer controladores de corrente com ampla largura de faixa para controlar a corrente fundamental e a corrente injetada, o que não é possível de ser realizado por controladores PI síncronos.

As formas possíveis de injeção de sinais de alta frequência pode ser portadora girante ou portadora pulsante.

A frequência do sinal de alta frequência usado para a estimação da posição rotórica tem como razões: (i) a operação da máquina em baixas velocidades ou nula, exige uma excitação persistente e (ii) a separação espectral do sinal de alta frequência e a excitação fundamental favorece o processamento dos sinais resultantes, permitindo a eliminação do sinal fundamental a partir de filtros passa-altas.

6.4 ESTIMADOR DE POSIÇÃO COM INJEÇÃO DE PORTADORA GIRANTE

6.4.1 Técnica I - método de rastreamento

A. Estimação dos parâmetros

Em regime permanente, o modelo de alta frequência é dado por:

$$\begin{bmatrix} v_{sdh} \\ v_{sqh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_{sd} & 0 \\ 0 & pL_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdh} \\ i_{sqh} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

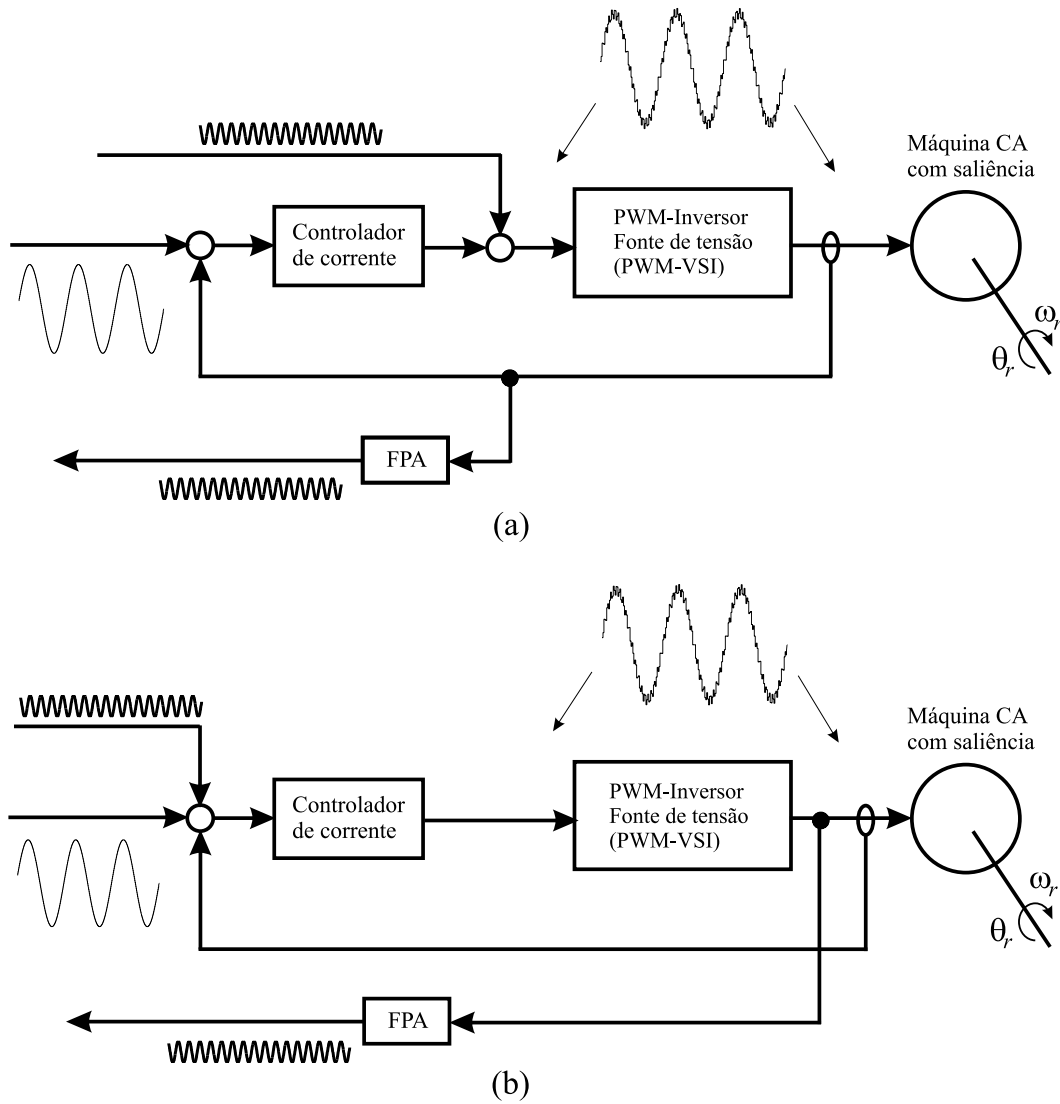


Figura 6.2. Injeção de um sinal de alta frequência para estimação da posição rotórica: (a) Injeção de tensão; (b) Injeção de corrente.

A equação (6.2) no referencial síncrono estimado do rotor $\gamma\delta$, pode ser reescrita da forma:

$$\begin{bmatrix} v_{s\gamma h} \\ v_{s\delta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_{s\gamma} & pL_{s\gamma\delta} \\ pL_{s\gamma\delta} & pL_{s\delta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdh} \\ i_{sqh} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

onde $[v_{s\gamma h} \ v_{s\delta h}]^T$, $[i_{s\gamma h} \ i_{s\delta h}]^T$ são os vetores de tensão e corrente de alta frequência no referencial síncrono estimado do rotor, respectivamente. As reatâncias da máquina neste referencial são dadas por:

$$y_{s\gamma} = y_{s0} + y_{s1} \cos(2\theta_e) = j\omega_r [L_{s0} + L_{s1} \cos(2\theta_e)] \quad (6.4)$$

$$y_{s\delta} = y_{s0} + y_{s1} \cos(2\theta_e) = j\omega_r [L_{s0} - L_{s1} \cos(2\theta_e)] \quad (6.5)$$

$$y_{s\gamma\delta} = y_{s1} \sin(2\theta_e) = \omega_r L_{s1} \sin(2\theta_e) \quad (6.6)$$

$$L_{s0} = \frac{L_{sd} + L_{sq}}{2} \quad (6.7)$$

$$L_{s1} = \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \quad (6.8)$$

Dessa forma, verifica-se que as reatâncias da máquina são função do erro de estimação da posição do rotor θ_e .

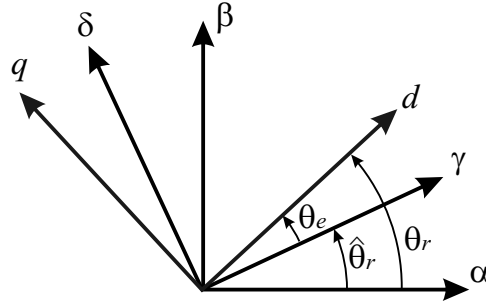


Figura 6.3. Coordenadas de referências para a máquina PMSM

As tensões e correntes de alta frequência no k^{th} período de amostragem são denotadas por $\{i_{s\gamma h}^k, i_{s\delta h}^k\}$ e $\{v_{s\gamma h}^k, v_{s\delta h}^k\}$, respectivamente. As correntes e tensões no próximo período de amostragem serão denotadas por $\{i_{s\gamma h}^{k+1}, i_{s\delta h}^{k+1}\}$ e $\{v_{s\gamma h}^{k+1}, v_{s\delta h}^{k+1}\}$, respectivamente. As quantidades amostradas relacionam-se por:

$$\begin{bmatrix} v_{s\gamma h}^k \\ v_{s\gamma h}^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\gamma h}^k & i_{s\delta h}^k \\ i_{s\gamma h}^{k+1} & i_{s\delta h}^{k+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{s\gamma} \\ y_{s\gamma\delta} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\gamma h}^k \\ v_{s\gamma h}^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\gamma h}^k & i_{s\delta h}^k \\ i_{s\gamma h}^{k+1} & i_{s\delta h}^{k+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{s\gamma\delta} \\ y_{s\delta} \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Nas expressões acima, foi considerado que as reatâncias são constantes durante dois intervalos de amostragem. Neste caso, as reatâncias podem ser determinadas por:

$$\begin{bmatrix} \widehat{y}_{s\gamma} \\ \widehat{y}_{s\gamma\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_{s\gamma h}^k i_{s\delta h}^{k+1} - i_{s\delta h}^k i_{s\gamma h}^{k+1})} \begin{bmatrix} i_{s\delta h}^{k+1} & -i_{s\delta h}^k \\ -i_{s\gamma h}^{k+1} & i_{s\gamma h}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\gamma h}^k \\ v_{s\gamma h}^{k+1} \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{y}_{s\gamma\delta} \\ \widehat{y}_{s\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_{s\gamma h}^k i_{s\delta h}^{k+1} - i_{s\delta h}^k i_{s\gamma h}^{k+1})} \begin{bmatrix} i_{s\delta h}^{k+1} & -i_{s\delta h}^k \\ -i_{s\gamma h}^{k+1} & i_{s\gamma h}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\delta h}^k \\ v_{s\delta h}^{k+1} \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

B. Estimação de posição

De acordo com (6.6) o termo $y_{s\gamma\delta}$ é proporcional ao erro de estimação da posição do rotor θ_e , assim, é possível estimar a posição do rotor forçando $y_{s\gamma\delta}$ a zero. Além disso, se assumirmos que $\sin(2\theta_e) \cong 2\theta_e$, a posição do rotor e velocidade podem ser estimadas se aplicamos o erro de estimação a um controlador PI padrão (Figura 6.4).

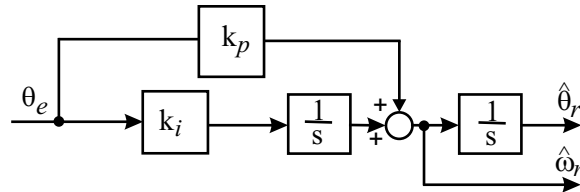


Figura 6.4. Diagrama do estimador de posição e velocidade do rotor

O regulador PI tem como ganhos k_{iE} e k_{pE} que determinam o comportamento do estimador. A velocidade e posição estimadas são dadas por:

$$\hat{\omega}_r = \left(k_{pE} + \frac{k_{iE}}{s} \right) \theta_e \quad (6.13)$$

$$\hat{\theta}_r = \frac{\hat{\omega}_r}{s} \quad (6.14)$$

A função de transferência do estimador é dada por

$$G(s) = \frac{2(sk_{pE} + k_{iE})}{s^2 + 2k_{pE}s + 2k_{iE}} \quad (6.15)$$

A partir da expressão 6.15 o cálculo dos ganhos do regulador PI foi determinado utilizando a técnica de alocação de pólos de modo que os pólos fossem reais e idênticos. Definindo-se a largura de faixa do regulador como f_E , os ganhos podem ser calculados como

$$k_{pE} = 2\pi f_E \quad (6.16)$$

$$k_{iE} = \frac{k_{pE}^2}{2} \quad (6.17)$$

6.4.2 Técnica II - método algébrico

A. Estimação dos parâmetros

Se um sinal de tensão de alta frequência é aplicado a máquina, a queda de tensão relacionada a componente resistiva e a força contra-eletromotriz podem ser desprezadas. Então, o modelo de alta frequência pode ser expresso como

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha h} \\ v_{s\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_{s\alpha} & pL_{s\alpha\beta} \\ pL_{s\alpha\beta} & pL_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha h} \\ i_{s\beta h} \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

onde $\{v_{s\alpha h}, v_{s\beta h}\}$ e $\{i_{s\alpha h}, i_{s\beta h}\}$ são as tensões e correntes de alta frequência que podem ser expressas em termos de componentes $\alpha\beta$, respectivamente.

Verifica-se que as indutâncias no referencial $\alpha\beta$ podem ser expressas como função da posição. Para simplificar a notação, define-se as reatâncias de alta frequência como

$$y_{s\alpha} = y_{s0} + y_{s1} \cos(2\theta_r) = j\omega_r [L_{s0} + L_{s1} \cos(2\theta_r)] \quad (6.19)$$

$$y_{s\beta} = y_{s0} - y_{s1} \cos(2\theta_r) = j\omega_r [L_{s0} - L_{s1} \cos(2\theta_r)] \quad (6.20)$$

$$y_{s\alpha\beta} = y_{s1} \sin(2\theta_r) = j\omega_r L_{s1} \sin(2\theta_r) \quad (6.21)$$

Em regime permanente (6.18) torna-se

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha h} \\ v_{s\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{s\alpha} & y_{s\alpha\beta} \\ y_{s\alpha\beta} & y_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha h} \\ i_{s\beta h} \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

Suponha que as tensões e correntes de alta frequência no k^{th} período de amostragem são denotadas por $\{i_{s\alpha h}^k, i_{s\beta h}^k\}$ e $\{v_{s\alpha h}^k, v_{s\beta h}^k\}$, respectivamente. As correntes e tensões no próximo período de amostragem serão denotadas por $\{i_{s\alpha h}^{k+1}, i_{s\beta h}^{k+1}\}$ e $\{v_{s\alpha h}^{k+1}, v_{s\beta h}^{k+1}\}$, respectivamente. As quantidades amostradas relacionam-se por:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha h}^k \\ v_{s\alpha h}^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha h}^k & i_{s\beta h}^k \\ i_{s\alpha h}^{k+1} & i_{s\beta h}^{k+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{s\alpha} \\ y_{s\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\beta h}^k \\ v_{s\beta h}^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha h}^k & i_{s\beta h}^k \\ i_{s\alpha h}^{k+1} & i_{s\beta h}^{k+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{s\alpha\beta} \\ y_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

Nas expressões acima, foi considerado que as reatâncias são constantes durante dois intervalos de amostragem. Neste caso, as reatâncias podem ser determinadas por:

$$\begin{bmatrix} \widehat{y}_{s\alpha} \\ \widehat{y}_{s\alpha\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_{s\alpha h}^k i_{s\beta h}^{k+1} - i_{s\beta h}^k i_{s\alpha h}^{k+1})} \begin{bmatrix} i_{s\beta h}^{k+1} & -i_{s\beta h}^k \\ -i_{s\alpha h}^{k+1} & i_{s\alpha h}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha h}^k \\ v_{s\alpha h}^{k+1} \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{y}_{s\alpha\beta} \\ \widehat{y}_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\begin{pmatrix} i_{sah}^k i_{s\beta h}^{k+1} - i_{s\beta h}^k i_{sah}^{k+1} \end{pmatrix}} \begin{bmatrix} i_{s\beta h}^{k+1} & -i_{s\beta h}^k \\ -i_{sah}^{k+1} & i_{sah}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\beta h}^k \\ v_{s\beta h}^{k+1} \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

Analisando-se as expressões (6.25) e (6.26), verifica-se que a técnica proposta para determinação dos parâmetros de alta frequência da máquina é relativamente modesta quando comparada com as técnicas-padrões comumente adotadas na literatura.

B. Método de estimação da posição

Os parâmetros estimados são funções da posição do rotor, dessa maneira, a posição do rotor pode ser estimada a partir da estimação das reatâncias de alta frequência. A partir dos parâmetros identificados $\widehat{y}_{s\alpha}$, $\widehat{y}_{s\beta}$ e $\widehat{y}_{s\alpha\beta}$, os parâmetros necessários para a estimação da posição do rotor podem ser derivados de

$$\widehat{y}_{s1} = \sqrt{\left(\frac{\widehat{y}_{s\alpha} - \widehat{y}_{s\beta}}{2}\right)^2 + \widehat{y}_{s\alpha\beta}^2} \quad (6.27)$$

$$\widehat{\cos}(2\theta_r) = \frac{\widehat{y}_{s\alpha} - \widehat{y}_{s\beta}}{2\widehat{y}_{s1}} \quad (6.28)$$

$$\widehat{\sin}(2\theta_r) = \frac{\widehat{y}_{s\alpha\beta}}{\widehat{y}_{s1}} \quad (6.29)$$

$$\widehat{2\theta}_r = \arccos\left(\frac{\widehat{y}_{s\alpha} - \widehat{y}_{s\beta}}{2\widehat{y}_{s1}}\right) = \arcsin\left(\frac{\widehat{y}_{s\alpha\beta}}{\widehat{y}_{s1}}\right) \quad (6.30)$$

A partir do parâmetro estimado $\widehat{\cos}(2\theta_r)$ a posição angular do rotor pode ser calculada por

$$\widehat{\theta}_r = \arcsin\left(\sqrt{\frac{1 - \widehat{\cos}(2\theta_r)}{2}}\right) + k\pi \quad (6.31)$$

$$\widehat{\theta}_r = \pi - \arcsin\left(\sqrt{\frac{1 - \widehat{\cos}(2\theta_r)}{2}}\right) + k\pi \quad (6.32)$$

Para distinguir entre (6.31) and (6.32) é necessário avaliar o sinal da função seno. Se $\widehat{\sin}(2\theta_r)$ é positivo, a posição do rotor é obtida por (6.31); se $\widehat{\sin}(2\theta_r)$ é negativo, a posição do rotor é determinada por (6.32). A constante k é igual a 0 se $0 < \widehat{\theta}_r < \pi$ (setor *I*) ou igual a 1 se $\pi < \widehat{\theta}_r < 2\pi$ (setor *II*). Então é apenas necessário saber se o valor inicial da posição inicial está no setor *I* ou *II*.

A partir de (6.30) a velocidade do rotor pode ser estimada como

$$\widehat{\omega}_r = \frac{p\widehat{2\theta}_r}{2} = \frac{\widehat{2\theta}_r^{k+1} - \widehat{2\theta}_r^k}{2T_s} \quad (6.33)$$

T_s é o período de amostragem.

Pode-se observar que o método é algébrico e é necessário conhecer precisamente o valor inicial da posição do rotor. Além disso, a velocidade do rotor pode ser determinada independente do valor inicial da posição do rotor.

6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A. Método do rastreamento

As estratégias de estimação de posição discutidas na seção anterior foram avaliadas inicialmente através de um programa de simulação implementado em linguagem C++. Em cada método uma portadora de alta frequência é adicionada a alimentação fundamental da máquina. A partir disso, as tensões de referência são geradas a partir de pulsos PWM escalar do inversor. A máquina foi acionada a vazio e o período de amostragem foi de $100 \mu\text{s}$. A frequência e amplitude da portadora de alta frequência foram 800 Hz e 5 V, respectivamente. A Figura 6.5 exibe o gráfico das posições medida e estimada do rotor, o erro de estimação é apresentado na Figura 6.6.

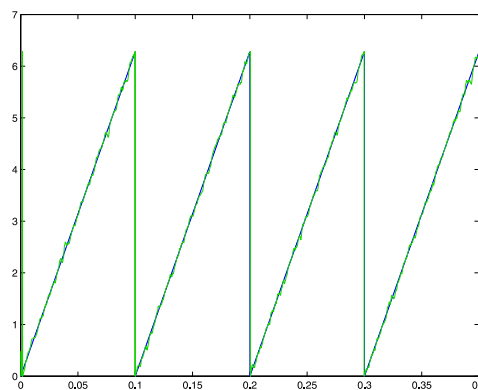


Figura 6.5. Resultados de simulação: posição medida θ_r e posição estimada $\hat{\theta}_r$ pelo método 1.

B. Método algébrico

Com relação ao método algébrico, a simulação do método foi realizada para avaliar o uso das expressões (6.31) e (6.32). Foi assumido que o perfil das reatâncias de alta frequência era conhecido e variava de forma senoidal com a posição do rotor. A Figura 6.7 exibe o resultado

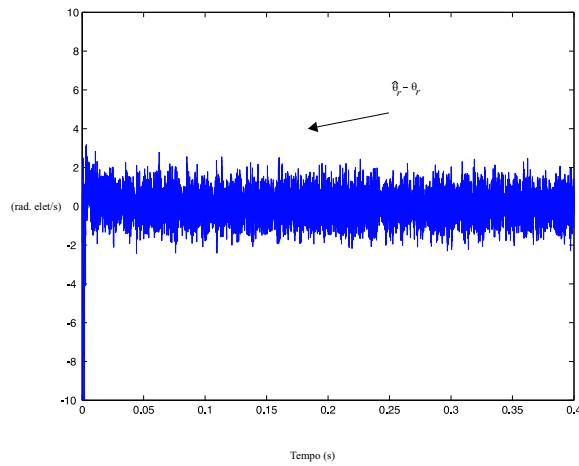


Figura 6.6. Resultado de simulação: erro de estimação (método 1).

da simulação para a posição medida e a posição estimada pelo método. Durante a simulação, não foram considerados ruídos de medição.

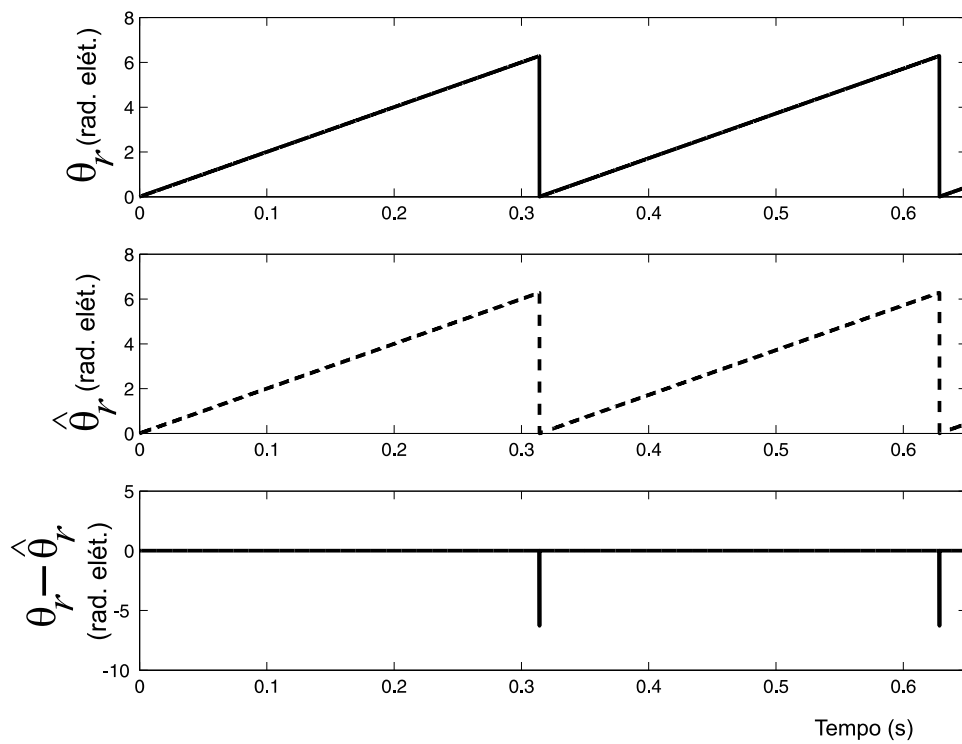


Figura 6.7. Resultados de simulação do método algébrico: posição medida θ_r , posição estimada $\hat{\theta}_r$ e erro de estimação $\theta_r - \hat{\theta}_r$.

6.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As técnicas de estimação de posição da máquina foram implementadas no sistema acionamento representado na Figura 3.4 ¹. As correntes estatóricas foram medidas através de um sistema de medição contendo sensores de efeito Hall. Os pulsos de comando das chaves do inversor são gerados através de um circuito de interface conectado ao microcomputador. O período de amostragem do sistema foi de $100 \mu\text{s}$. Um *resolver* do conversor é para medição da posição do rotor da máquina, usado como referência de posição. A velocidade de referência é obtida a partir de um sinal analógico gerado pelo conversor utilizado.

O diagrama da Figura 6.8 representa o esquema de controle de velocidade e posição da máquina PMSM sem sensor mecânico de posição (*self-sensing control*).

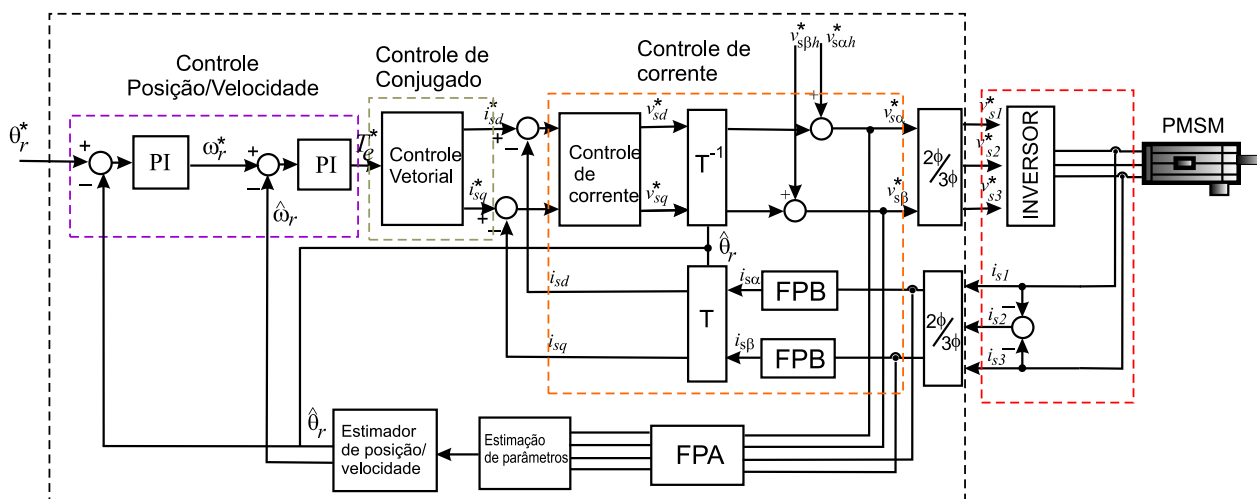


Figura 6.8. Diagrama de controle *self-sensing* para baixa velocidade

A. Método do rastreamento - estimação de posição

Neste ensaio, a tensão de barramento é mantida constante em 50 V medida através de um voltímetro da bancada. A frequência da portadora utilizada foi de 500 Hz, com amplitude de 10 V. A velocidade de referência foi de 50 rpm (aproximadamente 3,33 Hz). Durante a operação, a tensão de referência de alta frequência (portadora) foi utilizada nos cálculos dos parâmetros de alta frequência utilizados no algoritmo.

O resultado a seguir mostra uma boa correspondência entre a posição medida e a posição

¹Uma descrição detalhada sobre a plataforma experimental encontra-se no Apêndice A

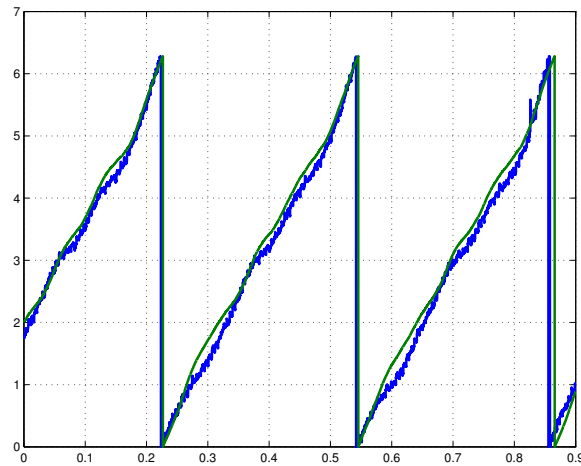


Figura 6.9. Posição estimada e posição medida

estimada pelo algoritmo, ou seja, a posição estimada segue a posição medida.

B. Método algébrico - estimação de posição

Com relação do método algébrico a Fig. 6.10 exibe um resultado experimental. A figura mostra o desempenho do método proposto quando a referência de velocidade é 30 rpm (aproximadamente 2 Hz). A tensão de alta frequência tem amplitude de 10 V e frequência de 500 Hz. Neste ensaio foi utilizada a tensão de referência de alta frequência nos cálculos dos parâmetros. Durante a operação da máquina, a tensão de barramento foi mantida constante em 50 V.

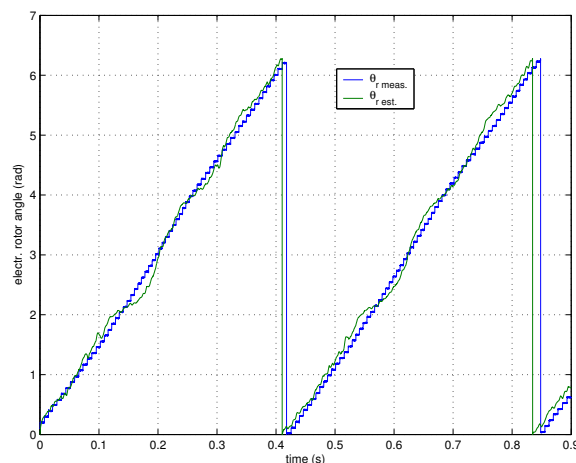


Figura 6.10. Posição estimada e posição medida

6.7 CONCLUSÕES

Foram propostas duas técnicas para estimação de posição do rotor da máquina PMSM baseadas na injeção de uma portadora girante. As técnicas foram aplicadas para operação da máquina PMSM em baixa velocidade.

A primeira técnica denominada de técnica do rastreamento, utiliza o modelo de alta frequência do referencial estimado, no qual as indutâncias e, por conseguinte as reatâncias de alta frequência são função da posição rotórica. A estimação de posição utiliza as amostras dos sinais de corrente e tensão para determinar o erro de estimação. O erro é aplicado a um regulador PI que fornece a posição estimada. A estratégia foi avaliada experimentalmente. Verificou-se que a posição estimada aproxima-se da posição medida, o que ressalta a possibilidade de empregar a estratégia no acionamento de máquinas a ímã sem sensor de posição.

A técnica algébrica baseia-se no modelo de alta frequência da máquina no referencial estacionário $\alpha\beta$. Neste referencial as indutâncias (reatâncias) de alta frequência variam senoidalmente em função da posição do rotor. O algoritmo para determinação das reatâncias de alta frequência é idêntico aquele usado na técnica anterior. A partir da variação senoidal das reatâncias é possível determinar a posição rotórica, utilizando-se funções trigonométricas simples. Dessa forma, é possível a sua implementação em acionamentos de máquinas PMSM sem sensor de posição. A técnica pode ser utilizada para identificação da posição inicial da máquina. Portanto, as técnicas propostas se constituem em alternativas aos métodos adotados na literatura, para a estimação de posição de máquinas a ímã permanente em baixa velocidade.

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

7.1 CONCLUSÕES

No decorrer deste trabalho foram discutidos temas relacionados ao acionamento de máquinas síncronas a ímã permanente com força contra-eletromotriz senoidal (PMSM), com ênfase em estratégias de estimação de posição e velocidade que dispensem o emprego de sensores mecânicos de posição. As discussões referentes as máquinas síncronas a ímã permanente PMSM foram divididas nos seguintes tópicos:

- Técnicas para determinação de parâmetros;
- Técnicas para estimação de posição em médias e altas velocidades;
- Técnicas para estimação de posição em baixas velocidades.

Antecedendo a discussão sobre os temas acima, foi realizado um levantamento bibliográfico sobre os mesmos, apresentando as principais características de um sistema de acionamento e controle para essas máquinas. O levantamento bibliográfico concentra-se na apresentação das técnicas mais empregadas na literatura para estimação de posição e velocidade, para as mais diversas faixas de operação: baixas, médias e altas velocidades. Além disso, são abordados os métodos mais utilizados para determinação ou identificação dos parâmetros da máquina e estratégias de controle de corrente.

O levantamento bibliográfico permite perceber a importância e o esforço despendidos na investigação de estratégias de estimação de posição de máquinas síncronas a ímã permanente, para as várias faixas de operação da máquina, visando a redução de custos, redução de volume

e aumento na confiabilidade, em relação aos sistemas de controle convencionais que empregam sensores de posição.

No capítulo 1 foi apresentado um estudo acerca das principais características da máquina síncrona a ímã permanente, abordando as formas mais comuns de classificação, representação do seu modelo matemático, características de operação, vantagens e desvantagens em relação a máquina assíncrona trifásica. Como resultado, foram traçadas as características mais importantes para compreensão do seu funcionamento e para entendimento das estratégias de controle a ela aplicadas.

Além disso, um procedimento para determinação dos parâmetros da máquina síncrona a ímã permanente foi apresentado no capítulo 2. O procedimento destaca-se pela determinação das indutâncias de eixo d (L_{sd}) e q (L_{sd}) a partir das indutâncias fase-fase da máquina. A técnica está baseada na aplicação de pulsos de corrente às fases da máquina, mantendo-se a posição fixa e, calculando-se o fluxo produzido. Dessa forma, é possível fazer o levantamento da curva indutância versus posição rotórica. O procedimento foi implementado utilizando uma máquina auxiliar para posicionamento da máquina de interesse e, empregando o sistema de acionamento da máquina para geração dos pulsos de corrente e medição das grandezas tensão, corrente e posição do rotor. Os resultados obtidos foram validados comparando-se a força contra-eletromotriz gerada para a máquina operando como gerador alimentando uma carga resistiva, com a força contra-eletromotriz obtida do modelo substituindo-se os parâmetros determinados experimentalmente.

No capítulo seguinte foi apresentada a estrutura de controle e acionamento da máquina síncrona PMSM. Nessa discussão foi abordada a estrutura do sistema de controle em cascata, baseada no princípio do controle por orientação pelo campo. O controlador de corrente utilizado foi um controlador PI. Foram descritos o cálculo dos ganhos dos controladores de corrente e velocidade, função dos parâmetros elétricos e mecânicos da máquina.

Com relação as técnicas para estimação de posição e velocidade da máquina, no capítulo 5 foi implementada uma técnica para estimação de posição e velocidade para a máquina operando em médias e altas velocidades. A técnica se fundamenta na dependência existente da força

eletromotriz induzida nas fases do estator (f_{cem}) com a posição do rotor. Utiliza-se um filtro de estados (observador de perturbação) para estimação da força contra-eletromotriz. O sinal estimado é aplicado a um observador de Luenberger para estimação da posição do rotor. Os ganhos do filtro de estado e do observador de Luenberger determinam a qualidade da estimação. A técnica foi implementada experimentalmente sendo testada para operação a velocidade constante, e com variação de velocidade, os resultados mostraram que o erro de estimação de posição é desprezível. Em seguida, a estimação de posição foi utilizada para realizar o controle sensorless da máquina. Durante a operação sensorless da máquina, a velocidade desenvolvida pela máquina manteve-se no valor de referência mesmo em situações de aplicação de carga.

A estimação de posição do rotor da máquina a ímã permanente, baseada na estimação da força contra-eletromotriz é dependente da velocidade da máquina, pois em baixas velocidades, a força contra-eletromotriz da máquina é desprezível.

As técnicas de estimação de posição em baixa velocidade baseiam-se na aplicação de um sinal de alta frequência superposto a excitação fundamental da máquina. A primeira técnica utiliza as amostras de tensão e corrente de alta frequência que são usadas para determinar o perfil das reatâncias de alta frequência no referencial estimado. Como as reatâncias de alta frequência variam de forma senoidal com o erro de estimação, utiliza-se um regulador PI para estimação da posição do rotor. Os resultados de simulação mostraram bom desempenho da técnica proposta. Os resultados experimentais evidenciam a viabilidade da técnica, contudo, não foi realizado o controle self-sensing da máquina com a posição estimada.

A segunda técnica proposta para estimação de posição em baixa velocidade, diferentemente da primeira técnica, analisa o perfil das reatâncias de alta frequência no referencial estacionário. Utilizando-se relações trigonométricas é possível estimar a posição do rotor. Os resultados de simulação e experimentais mostraram a viabilidade da técnica, contudo, não foi realizado o controle self-sensing com a posição estimada.

7.2 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

Os estudos realizados durante o trabalho permitem outras investigações futuras. Abaixo são relacionadas as propostas para trabalhos futuros:

1. Desenvolver uma técnica para estimação da posição inicial da máquina baseada nas curvas de indutâncias fase-fase obtidas com a técnica proposta no capítulo 3;
2. Melhorar a técnica proposta para identificação das indutâncias da máquina PMSM, para torná-la automática, de modo que não necessite de uma máquina auxiliar para posicionamento;
3. Realizar um estudo considerando os efeitos da saturação magnética da máquina e desenvolver uma representação matemática da máquina que incorpore esses efeitos;
4. Realizar um estudo que contemple a influência na variação dos parâmetros da máquina para a técnica de estimação de posição e velocidade em médias e altas velocidades;
5. Realizar um estudo sobre a possibilidade de estimação da posição inicial da máquina utilizando as técnicas de estimação propostas no capítulo 6;
6. Realizar um estudo para avaliar a influência da tensão de barramento, amplitude e frequência do sinal de alta frequência, para as técnicas de estimação de posição em baixa velocidade.
7. Avaliar a influência de fatores como: tempo morto do inversor fonte de tensão, tensão de barramento, frequência da portadora, etc, nas técnicas de estimação de posição propostas para baixa velocidade;
8. Implementar uma estratégia de mudança entre as técnicas de estimação de posição em baixa velocidade e alta velocidade, de forma a permitir uma operação sem sensor mecânico de posição, em toda faixa de velocidade da máquina.

PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Esta seção tem por objetivo apresentar as principais características da plataforma desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM/DEE/UFCG). A plataforma de desenvolvimento é composta por:

- um microcomputador com processador Pentium (2.4 GHz);
- uma placa multifunção;
- uma placa de interface;
- dois servoconversores WEG SCA 04 8/16 e WEG SCA 04 24/48;
- um sistema de medição composto por 6 placas de medição que utilizam sensores de efeito Hall;
- dois servomotores WEG SWA 56-2.5-60 e SWA 71-9.3-30;
- um variador de tensão 4,5 kVA.

Um diagrama ilustrando a configuração do sistema é apresentado na Figura A.1.

A descrição da funcionalidade desses recursos e das partes que os compõem são dadas a seguir:

1. O microcomputador utilizado na montagem tem a seguinte configuração: processador Pentium com frequência de 2.4 GHz, memória RAM de 256 MB, disco rígido de 40 GB, 3 slots ISA. Os sinais para comando dos IGBTs do servoconversor SCA 04 são produzidos no PC através da execução de programas escritos em linguagem C++. Tem-se ainda que,

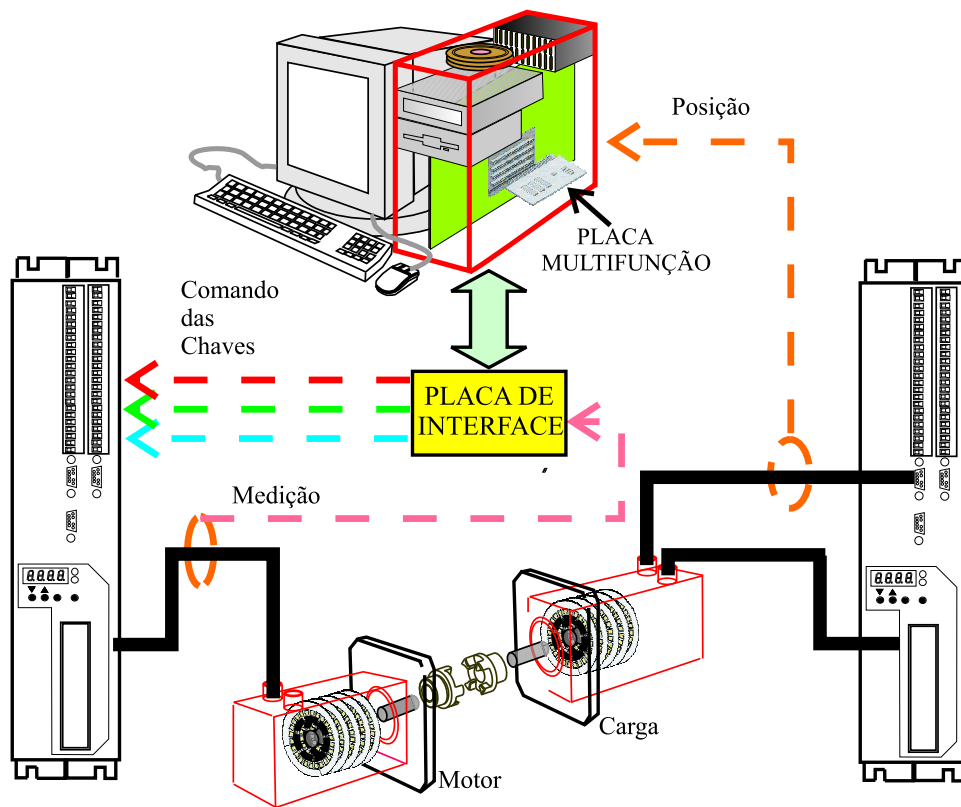


Figura A.1. Diagrama da montagem experimental

os sinais obtidos com a aquisição são armazenados em arquivo para exibição de gráficos para posterior avaliação das curvas.

2. A placa multifunção permite o controle em tempo real das chaves de potência do conversor bem como a aquisição e controle em tempo real, necessários para o controle do servoconversor SCA 04. Os componentes principais da placa multifunção são: temporizador (CI 8254), Interface Paralela Programável (*Programmable Peripheral Interface* - PPI, CI 8255) e conversores A/Ds.
3. A medição de corrente e tensão é realizada utilizando sensores de efeito Hall (LA 25-P).
4. A placa de aquisição de dados é composta por doze conversores A/D (AD 1674) de 12 bits. O tempo de conversão utilizado é de $10 \mu\text{s}$. As placas de aquisição foram configuradas para operar com sinais de tensão de $\pm 10 \text{ V}$.
5. Uma placa de interface foi elaborada para gerar os sinais necessários para o correto comando dos IGBTs do cartão de potência do servoconversor, bem como realizar o condi-

acionamento dos sinais analógicos necessários para o acionamento. O circuito da placa de interface deve produzir os 6 sinais para os 6 IGBTs a partir dos 3 sinais PWM gerados pelos contadores do temporizador da placa multifunção. Além disto, um circuito responsável pelo atraso de $1\mu s$ entre o bloqueio e o disparo das chaves de um mesmo braço foi providenciado. De maneira geral, as funções realizadas pela placa de interface são as seguintes:

- geração dos pulsos de comando dos IGBTs do servoconversor;
- possibilidade de geração desses sinais na forma de pulso centrado, gerenciados a partir da PPI;
- bloqueio dos pulsos aplicados aos IGBTs, utilizando os sinais da PPI (CI 8255).

A foto da Figura A.2 apresenta a plataforma montada no laboratório.

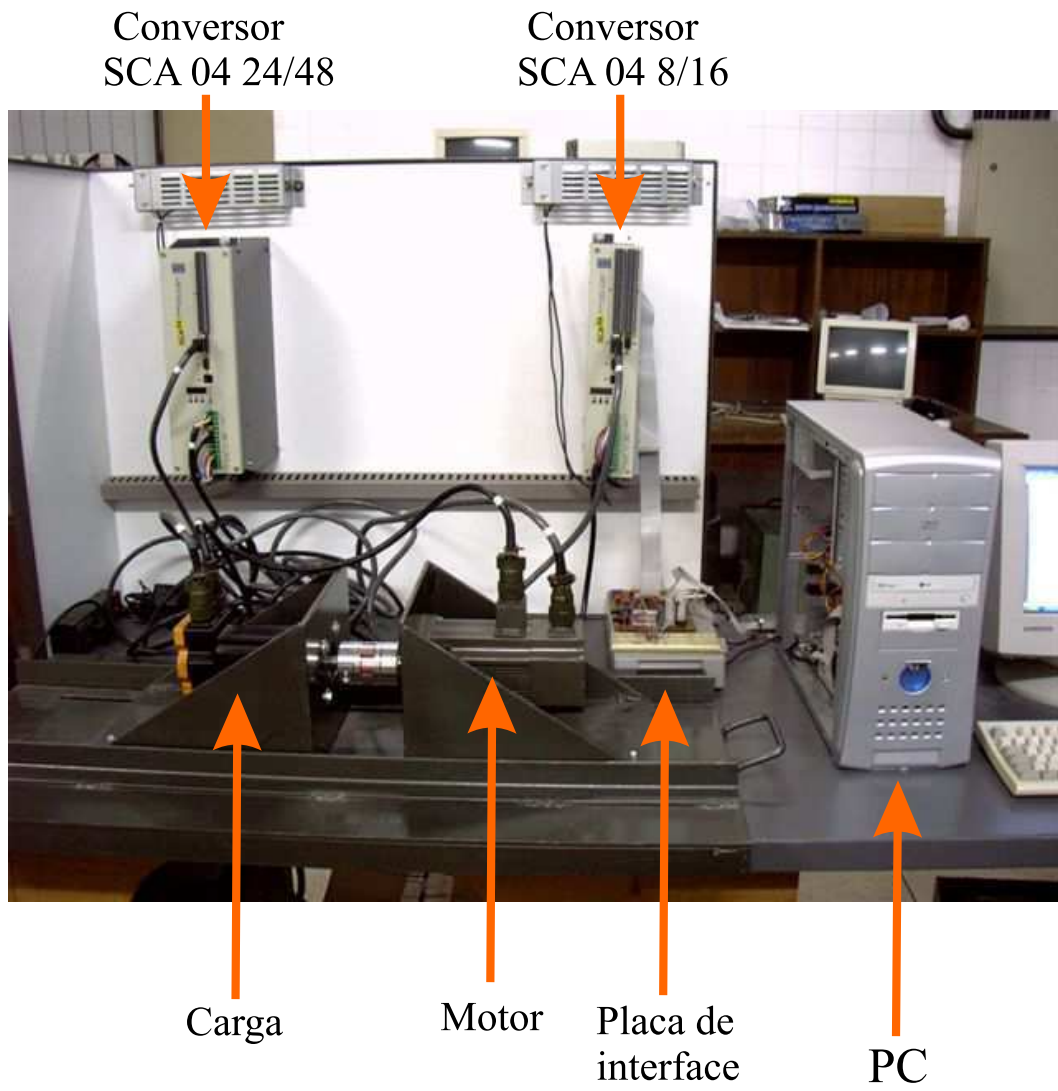


Figura A.2. Plataforma experimental

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AIHARA, T.; TOBA, A.; YANASE, T.; MASHINO, A.; EDO, K. Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation. *IEEE Trans. Ind. Applications*, v. 14, n. 1, p. 202–208, Jan. 1999.
- AKAGI, H.; OGASAWARA, S. Implementation and position control performance of a ipm motor drive system based on magnetic saliency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 806–812, July/Aug. 1998.
- BATZEL, T. D.; LEE, K. Sinusoidal commutation of slotless permanent magnet synchronous machines using discrete hall sensor feedback. *Power Engennering Society 1999 Winter Meeting*, v. 1, p. 53–58, Jan./Feb. 1999.
- BATZEL, T. D.; LEE, K. Starting method for sensorless operation of slotless permanent magnet synchronous machines. *Power Engennering Society Summer Meeting*, v. 2, p. 1243–1247, July 1999.
- BECERRA, R. C.; JAHNS, T. M.; EHSANI, M. Four quadrant sensorless brushless ecm drive. *IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition.*, p. 202–209, 1991.
- BINNS, K. J.; AL-AUBIDY, K. M.; SHIMMIN, D. W. Implicit rotor position sensing using search coils for a sel-commutating permanent magnet drive system. In: *IEE Proceedings-Electric Power Applications*. IEE, 1990. p. 253–258.
- BINNS, K. J.; SHIMMIN, D. W.; AL-AUBIDY, K. M. Implicit rotor-position sensing using motor windings for a self-commutating permanent-magnet drive system. *IEE Proceedings-B*, v. 138, n. 1, p. 28–34, Jan. 1991.

- BOLOGNANI, S.; OBOE, R.; ZIGLIOTTO, M. Sensorless full-digital pmsm drive with ekf estimation of speed and rotor position. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, v. 46, n. 1, p. 184–191, Feb. 1999.
- BOSE, B. K. *Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Applications*. New York - U.S.A.: IEEE Press, 1997.
- BOUSSAK, M. Sensorless speed control and initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society - IECON 02*, v. 1, p. 662–667, Nov. 2002.
- BOUSSAK, M. Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Transaction on Power Electronics*, v. 20, n. 6, p. 1413–1422, Nov. 2005.
- BRIZ, F.; DEGNER, M. W.; GARCIA, P.; LORENZ, R. D.; GUERRERO, J. M. Rotor position estimation of ac machines using the zero-sequence carrier-signal voltage. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 6, p. 1637–1646, Nov./Dec. 2005.
- BRIZ, F.; DEGNER, M. W.; LORENZ, R. D. Analysis and design of current regulators using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 817–825, May/July 1997.
- CHANG, L. An improved fe inductance calculation for electrical machines. *IEEE Trans. Magnetics*, v. 32, n. 4, p. 3337–3245, 1996.
- CHUNG, D.-W.; KANG, J.-K.; SUL, S. K. Initial rotor position detection of pmsm at standstill without rotational transducer. In: *International Elet. Mach. and Drives Conference*. IEEE, 1999. p. 785–787.
- CILIA, J.; SPITERI, S.; MICALLEF, B.; APAP, M. Sensorless vector control of a surface mount pmsm using high frequency injection. *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, p. 44–48, June 2002.

- CONSOLI, A.; SCARCELLA, G.; TESTA, A. A new zero-frequency flux-position detection approach for direct-field-oriented-control drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 77–804, May-June 2000.
- CONSOLI, A.; SCARCELLA, G.; TESTA, A. Industry application of zero-speed sensorless control techniques for pm synchronous motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, p. 513–521, March-April 2001.
- CORLEY, M. J.; LORENZ, R. D. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speed. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 4, p. 784–789, July/Aug. 1998.
- DELÉCLUSE, C.; GRENIER, D. A measurement method of the exact variations of the self and mutual inductances of a buried permanent magnet synchronous motor and its application to the reduction of torque ripples. In: *5th International Workshop on Advanced Motion Control 1998, AMC'98-Coimbra*. IEEE, 1998. p. 191–197.
- DUTTA, R.; RAHMAN, M. F. Analysis and comparison of methods for determining d- and q-axes inductances of ipm machines. *IEMDC 2005*, p. 359–365, 2005.
- ESKOLA, M.; JUSSILA, M.; TUSSA, H. Indirect matrix converter fed pmsm-sensorless control using carrier injection. In: *35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2004. p. 4010–4016.
- F-BERNAL, F.; G-CERRADA, A.; FAURE, R. Determination of parameters in interior permanent magnet synchronous machines motors with iron losses without torque measurement. *IEEE Trans. on Industry Applic.*, v. 37, n. 5, p. 1265–1272, Sept./Oct. 2000.
- GIERAS, J. K.; WING, M. *Permanent Magnet Motor Technology*. New York - U.S.A.: IEEE Press, 1997.
- GUCHUAN, Z.; KADDOURI, A.; DESSAINT, L. A.; AKHRIF, O. A nonlinear state observer for the sensorless control of a permanent-magnet ac machine. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 48, n. 6, p. 1098–1108, Dec. 2001.

- HAMADA, D.; UCHIDA, K.; YUSIVAR, F.; HARATSU, H.; WAKAO, S.; ONUKI, T. Stability analysis of sensorless permanent magnet synchronous motor drive with a reduced order observer. *IEMDC 99*, p. 95–97, May 1999.
- HAQUE, M. E.; ZHONG, L.; RAHMAN, M. F. A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 18, n. 6, p. 1376–1383, Nov. 2003.
- HOLTZ, J. Sensorless control of induction motors. *Proceedings of the IEEE*, v. 90, n. 8, p. 1358–1394, Aug. 2002.
- HOLTZ, J. The representation of ac machine dynamics by complex signal flow graphs. *International Electric Machines and Drives Conference 2003, IEMDC'03*, p. 1211–1217, June 2003.
- ICHIKAWA, S.; ZHIQIAN, C.; TOMITA, M.; DOKI, S.; OKUMA, S. Sensorless control of an interior permanent magnet synchronous motor on the rotating coordinate using an extended electromotive force. *IECON '01.*, v. 3, n. 29, p. 1667–1672, Dec. 2001.
- IDE, K.; HA, J.-I.; SAWA, T.; SUL, S.-K. Sensorless rotor position estimation of a interior permanent-magnet motor from initial states. *IEEE Trans. on Ind. Applic.*, v. 39, n. 3, p. 761–767, May/June 2003.
- IEEE. *Standard Procedure for Obtaining Synchronous Machine Parameters by SSFR Testing*. IEEE Press, 1983.
- IEEE. *Guide Test Procedure for Synchronous Machines*. IEEE Press, 1995.
- IIZUKA, K.; UZUHASHI, H. Microcomputer control for sensorless brushless motor. *IEEE Trans. Ind. Applic.*, p. 595–601, May/June 1985.
- JABBAR, M. A.; DONG, J.; LIU, Z. Determination of parameters for internal permanent magnet synchronous motors. *2005 IEEE International Conf. on Electric Machines and Drives*, p. 149–156, May 2005.

- JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C. da; ALVES, R. N. C.; SEIXAS, P. F. Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 16, n. 3, p. 351–359, May 2001.
- JAHNS, T. M. Motion control with permanent-magnet ac machines. *IEEE Proceedings*, v. 82, n. 8, p. 1241–1252, Aug. 1994.
- JANG-MOK, K.; SEOG-JOO, K.; SEUNG-KI, S.; IDE, K.; SAWAMURA, M. Vector control of interior permanent magnet synchronous motor without a shaft sensor. *APEC'97*, v. 2, p. 743–748, Feb. 1997.
- JANSEN, P. L.; CORLEY, M.; LORENZ, R. Flux, position, and velocity estimation in ac machines at zero speed via tracking of high frequency saliencies. *Proc. EPE'95*, p. 154–160, 1995.
- JANSEN, P. L.; LORENZ, R. D. Transducerless position and velocity estimation in induction machines and salient ac machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 2, p. 240–247, March-April 1996.
- JEONG, Y.-S.; LORENZ, R. D.; JAHNS, T. M.; SUL, S.-K. Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 41, n. 1, p. 38–45, Jan./Feb. 2003.
- KADJOUDJ, M.; BENBOUZID, M. E. H.; GHENNAI, C.; DIALO, D. A robust hybrid current control for permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 19, n. 1, p. 109–115, March 2004.
- KANG, G.-B.; JUNG, J.-H.; IHM, H.-B.; KIM, H.-G. Initial rotor angle and parameter estimation scheme for ipm synchronous motor in hybrid electric vehicle at standstill. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 5, p. 4006–4009, June 2004.
- KIM, H.; HARKE, M. C.; LORENZ, R. Sensorless control of interior permanent-magnet machine drive with zero-phase lag position estimation. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, v. 39, n. 6, p. 784–789, Nov.-Dec. 2003.

- KIM, H.; HARKE, M. C.; LORENZ, R. D. Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation. *IEEE Trans. on Industry Applic.*, v. 39, n. 6, p. 784–789, Nov./Dec. 2003.
- KIM, H.; HUH, K.-K.; LORENZ, R. D.; JAHNS, T. M. A novel method for initial rotor position estimation for ipm synchronous machines drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 5, p. 1369–1378, sept.-Oct. 2004.
- KIM, H.; LORENZ, R. Synchronous frame pi current regulators in a virtually translated system. *39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, v. 1, n. 2, p. 977–984, Oct. 2004.
- KIM, K.-H. Design and performance comparison of a stationary frame digital current control for a pm synchronous motor. *IEE Proceedings - Electr. Power Applications*, v. 150, n. 3, p. 357–364, May 2003.
- KONDO, S.; TAKAHASHI, A.; NISHIDA, T. Armature current locus based estimation method of rotor position of permanent magnet synchronous motor without mechanical sensor. *30th IAS Annual Meeting, IAS'95*, v. 1, p. 55–60, Oct. 1995.
- KULKARNI, A. B.; EHSANI, M. A novel position sensor elimination technique for the interior permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 28, n. 1, p. 144–150, Jan./Feb. 1992.
- LIMEI, W.; QINGING, G. Principles and implementation of permanent magnet synchronous motor zero-speed sensorless control. *7th International Workshop on Advanced Motion Control, AMC 2002*, p. 247–250, July 2002.
- LINKE, M.; KENNEL, R.; HOLTZ, J. Sensorless speed and position control of permanent magnet synchronous machines. *IECON, 28th Annual Conf. of the IEEE Ind. Electr. Society*, v. 34, n. 4, p. 784–789, Nov. 2002.

- LINKE, M.; KENNEL, R.; HOLTZ, J. Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection. *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, v. 2, p. 263–271, June 2003.
- LORENZ, R. Observers and state filters in drives and power electronics. *IEEE IAS OPTIM, Keynote paper*, May 2002.
- LORENZ, R. D. Observers and state filters in drives and power electronics. In: *Conf. Rec. IAS OPTIM 2002, Brasov, Romania*. [S.l.]: IEEE, 2002.
- MATSUI, N. Sensorless operation of brushless dc motor. *IECON '93.*, p. 739–744, 1993.
- MATSUI, N.; SHIGYO, M. Brushless dc motor without position and speed sensors. *IEEE Ind. Applic.*, v. 28, n. 1, p. 120–127, Jan./Feb. 1992.
- MATSUI, N.; TAKESHITA, T.; YASUDA, K. A new sensorless drive of brushless dc motor. *IECON '92.*, p. 430–435, 1992.
- MELLOR, P. H.; CHAABAN, F. B.; BINNS, K. J. Estimation of parameters and performance of rare-earth permanent magnet motors avoiding measurement of load angle. *IEE Proceedings-B*, v. 138, n. 6, p. 322–330, 1991.
- MILLER, T. J. E. Methods for testing permanent magnet polyphase ac motors. In: *Conf. Rec. IAS Annual Meeting 1981*. IEEE, 1981. p. 494–499.
- MOON, H.-T.; KIM, H.-S.; YOUN, M.-J. A discrete-time predictive current control for pmsm. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 18, n. 1, p. 464–472, Jan. 2003.
- MOREIRA, J. C. Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac motors operating over a wide speed range. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1394–1401, Nov./Dec. 1996.
- MORIMOTO, S.; KAWAMOTO, K.; SANADA, M.; TAKEDA, Y. Sensorless control strategy for salient-pole pmsm based on extended emf in rotating reference frame. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, v. 38, p. 1054–1061, July-Aug. 2002.

- NAIDU, M.; BOSE, B. K. Rotor position estimation scheme of a permanent magnet synchronous machine for high performance variable speed drive. *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, p. 48–53, 1992.
- NEE, H.-P.; LEFEVRE, L.; THELIN, P.; SOULARD, J. Determination of d and q reactances of permanent-magnet synchronous motor without measurement of rotor position. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 36, n. 5, p. 1330–1335, 2000.
- NOGUCHI, T.; YAMADA, K.; KONDO, S.; TAKAHASHI, I. Initial rotor position estimation method of sensorless pm synchronous motor with no sensitivity to armature resistance. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 45, n. 1, p. 118–125, Feb. 2003.
- OGASAWARA, S.; AKAGI, H. An approach to position sensorless drive for brushless dc motors. *IEEE Trans. on Ind. Applic.*, v. 27, p. 928–933, Sept./Oct. 1991.
- OGASAWARA, S.; AKAGI, H. An approach to real-time position estimation at zero and low speed for pm motor based on saliency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 1, p. 163–168, Jan./Feb. 1998.
- OGASAWARA, S.; AKAGI, H. Implementation and position control performance of a position-sensorless ipm motor drive system based on magnetic saliency. *IEEE Trans. Ind. Applic.*, v. 34, n. 4, p. 806–812, July/Aug. 1998.
- OHM, D. Y.; OLEKSUK, R. J. On practical design current regulator design for pm synchronous motor drives. *30th Annual Applied Power Electr. Conf. and Exposition - APEC'98*, v. 1, p. 56–63, Feb. 1998.
- OLIVEIRA, A. A.; A. MONTEIRO, J. R. B. de; AGUIAR, M. L.; GONZAGA, D. P. Extended dq transformation for vectorial control applications for non-sinusoidal permanent magnet synchronous machines. *36th IEEE PESC*, p. 1807–1812, 2005.
- OSTLUND, S.; BROKEMPER, M. Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for an integrated pm synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 5, p. 1158–1165, sept.-Oct. 1996.

OVREBO, S. *Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine - PhD. Thesis.* Norwegian University of Science and Technology, 2004.

PERSSON, J.; MARKOVIC, M.; PERRIARD, Y. A new standstill position detection technique for non-salient pmsm's using the magnetic anisotropy (mam). *Conference Record of the Industry Applications Conference, 2005 - 40th IAS Annual Meeting*, v. 1, p. 238–244, Oct. 2005.

PIIPPO, A.; HINKKANEN, M.; LUOMI, J. Sensorless control of pmsm drives using a combination of voltage model and hf signal injection. *39th Industry Applications Conference 2004*, p. 964–970, Oct. 2004.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives. *IEEE Transaction on Industry Electronics*, v. 27, n. 5, p. 984–996, Sept./Oct. 1991.

RAHMAN, K. M.; HITI, S. Identification of machine parameters of a synchronous motor. *IEEE Trans. on Industry Applic.*, v. 41, n. 2, p. 557–565, March/April 2005.

RAHMAN, M. A. Modern electric motors in electronic world. *Electrical Technology in Industry*, p. 93–98, 1991.

RAHMAN, M. A.; ZHOU, P. Accurate determination of pm motor parameters by digital torque angle measurement. *Journal of Applied Physics*, v. 76, n. 10, p. 6868–6870, 1994.

ROWAN, T.; KERKMAN, R. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated pwm inverter. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-22, p. 678–690, July/Aug. 1986.

S. RIBEIRO, L. A. de. *Estimação e Controle da Máquina Assíncrona para Sistemas de Acionamento de Alto Desempenho.* DEE/CCT/UFCG, 1998.

- SCHMIDT, P. B.; GASPERI, M. L.; RAY, G.; WIJENAYAKE, A. H. Initial rotor angle detection of a non-salient pole permanent magnet synchronous machine. *32nd IEEE IAS Annual Meeting, IAS'97*, v. 1, p. 459–463, Oct. 1997.
- SCHROEDL, M. Sensorless control of permanent synchronous motors. *Electric Machines and Power Systems*, v. 22, p. 173–185, 1994.
- SCHROEDL, M. Sensorless control of ac machines at low speed and standstill based on the "inform" method. *31th IAS Annual Meeting, IAS'96*, v. 1, p. 270–277, Oct. 1998.
- SHEN, J. X.; ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Improved speed estimation in sensorless pm brushless ac drives. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 38, n. 4, p. 1072–1080, July/Aug. 2002.
- TURSINI, M.; PETRELLA, R.; PARASILITI, F. Initial rotor position estimation method for pm motors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 39, n. 6, p. 1630–1640, Nov./Dec. 2003.
- UDDIN, M. N.; RADWAN, T. S.; GEORGE, G. H.; RAHMAN, M. A. Performance of current controllers for vsi-fed ipmsm drive. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 36, n. 6, p. 1531–1538, Nov./Dec. 2000.
- WU, R.; SLEMON, G. R. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor. *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, p. 553–558, 1990.
- Y.-SEOK, H.; J.-SOO, C.; Y.-SEOK, K. Sensorless pmsm drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator. *IEEE Trans. on Magnetics*, v. 36, n. 5, p. 3588–3591, Sept. 2000.
- YAMAMOTO, S.; ARA, T.; ODA, S.; MATSUSE, K. Prediction of starting performance of pm motors by dc decay testing method. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 36, n. 4, p. 1053–1660, 2000.
- ZHIQIAN, C.; ICHIKAWA, S.; TOMITA, M.; OKUMA, S. Sensorless control of an interior permanent magnet synchronous motor by estimation of an extended electromotive force. *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, v. 3, p. 1667–1672, Oct. 2000.

ZHIQIAN, C.; TOMITA, M.; ICHIKAWA, S.; DOKI, S.; OKUMA, S. Sensorless control of an interior permanent magnet synchronous motor by estimation of an extended electromotive force. *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, v. 3, p. 1814–1819, 2000.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationaty frame current regulation of pwm inverters with zero steady state error. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 1185–1190, Nov./Dec. 1999.