

**Acionamento de motor síncrono a  
ímã permanente sem sensor  
de posição rotórica**

EISENHAWER DE MOURA FERNANDES

CAMPINA GRANDE – PARAÍBA  
MAIO – 2011

Acionamento de motor síncrono a ímã permanente sem sensor de  
posição rotórica

por

EISENHAWER DE MOURA FERNANDES

M.Sc. (Universidade Federal de Campina Grande - 2006)

TESE DE DOUTORADO

Submetida em satisfação parcial dos requisitos ao grau de

DOUTOR EM CIÊNCIAS

EM

ENGENHARIA ELÉTRICA

à

Câmara de Ensino de Pós-Graduação e Pesquisa

da

Universidade Federal de Campina Grande

Aprovada em 09 de maio de 2011

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

F363a Fernandes, Eisenhower de Moura.  
Acionamento de motor síncrono a imã permanente sem sensor de posição rotórica / Eisenhower de Moura Fernandes. — Campina Grande, 2011.  
216 f.: il. col.

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

Orientadores: Prof<sup>o</sup> Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina, Prof<sup>o</sup> D.Sc. Antonio Marcus Nogueira Lima, Prof<sup>o</sup> D.Sc. Alexandre Cunha Oliveira.  
Referências.

1. Motores Síncronos. 2. Posição Rotórica - Estimação. 3. Posição Rotórica – Acionamento sem Sensor. I. Título.

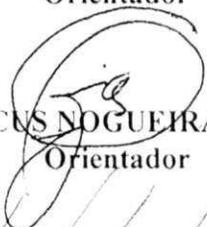
CDU 621.313.323(043)

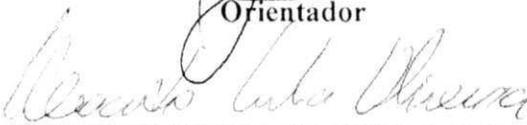
ACIONAMENTO DE MOTOR SÍNCRONO A IMÃ PERMANENTE SEM SENSOR DE  
POSIÇÃO ROTÓRICA

EISENHAWER DE MOURA FERNANDES

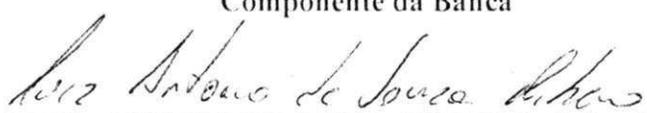
Tese Aprovada em 09.05.2011

  
CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG  
Orientador

  
ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG  
Orientador

  
ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG  
Orientador

  
WALTER ISSAMU SUEMITSU, Dr.Ing., UFRJ  
Componente da Banca

  
LUIZ ANTONIO DE SOUZA RIBEIRO, D.Sc., UFMA  
Componente da Banca

RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO, D.Sc., UFRN  
Componente da Banca(Ausência Justificada)

  
EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG  
Componente da Banca

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

CAMPINA GRANDE – PB  
FEVEREIRO - 2011

A presente pesquisa foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) da UFCG.

Dedico este trabalho ao meu pai  
João Fernandes, à minha mãe Rita  
Moura, à minha esposa Sheila  
Milena e ao meu filho Vinícius.



# Agradecimentos

Agradeço aos professores Antonio Marcus N. Lima, Alexandre C. Oliveira e Cursino B. Jacobina pela orientação, paciência e contribuição necessárias para a realização deste trabalho.

Aos professores da Comissão Examinadora deste documento pelas sugestões e valorosas contribuições.

Aos professores da Unidade Acadêmica de Engenharia Mecânica, em especial, aos colegas Carlos J. de Araújo, Cícero R. Souto, Erinaldo C. dos Santos, Antonio A. Silva, Juscelino F. Maribondo, Ricardo C. de Vasconcelos pelo apoio incondicional para realização do trabalho.

Agradeço aos amigos do Curso de Engenharia Elétrica, Montiê, Rafael, Welffen, Euzeli, Nady, Lucas, Osglay, Artur, Darlan, Alberto, Kleber, Patryckson, Alfranque, Álvaro, pela agradável convivência, pelas discussões e o pelo 'cafezinho'.

Ao professor Edgar R. B. Filho pelas discussões acerca do comportamento magnético do motor utilizado nos experimentos.

Agradeço aos técnicos do LEIAM e LIEC, Fabrício, Tâmisa e Simões pela colaboração na montagem da bancada.

À empresa Rasatronic Transformadores pela doação do equipamento para isolamento da fonte de alimentação do conversor da bancada experimental.

Meu agradecimento especial à minha esposa Sheila Milena pelo companheirismo e paciência, para que eu enfrentasse as dificuldades naturais da realização do trabalho.

Agradeço à meus pais e irmãos pela confiança, entusiasmo e incentivo constantes durante o período do trabalho.

Finalmente, agradeço a Deus por ter me dado condições de realizar este trabalho de pesquisa.



# Resumo

O motor síncrono a ímã permanente apresenta características importantes para o acionamento de alto desempenho como elevada eficiência e relação potência/volume. O controle desse tipo de máquina requer o uso de um sensor de posição e/ou velocidade. Todavia, o uso desse sensor representa restrições ao sistema de acionamento como custo e confiabilidade. A eliminação do sensor de posição por técnicas de estimação de posição tem sido uma área de intensa investigação. De modo geral, as técnicas são divididas em duas categorias: técnicas baseadas em saliências magnéticas, destinadas para baixa velocidade e, técnicas baseadas na fcm, voltadas para alta velocidade. Notadamente, cada categoria apresenta vantagens e limitações a depender da velocidade de operação. Inicialmente, um estudo comparativo das técnicas de injeção de tensão de alta frequência utilizadas para estimação de posição e/ou velocidade em baixa velocidade é apresentado. Neste cenário, este trabalho propõe uma avaliação do limite superior de operação para um estimador de posição baseado na injeção de tensão de alta frequência no referencial estacionário. O procedimento é baseado na avaliação do conteúdo harmônico CA da corrente de referência de eixo q em função da velocidade e da largura de faixa do observador de posição. Além disso, o trabalho apresenta uma proposta para a determinação da região de transição entre estimadores de posição rotórica. O estudo é aplicado a transição entre as respostas de dois estimadores de posição. Em baixa velocidade, é aplicada tensão de alta frequência no referencial estacionário para rastrear a saliência magnética. Para alta velocidade, utiliza-se um filtro de estados para se estimar a força contra-eletromotriz. Com base no critério estabelecido, são definidas as larguras de faixa dos observadores de posição em função da velocidade. Resultados de simulação e resultados experimentais dos estudos realizados são apresentados e analisados.

**Palavras-chave:** Motor síncrono a ímã permanente, estimação de posição rotórica, acionamento sem sensor de posição rotórica.



# Abstract

The permanent-magnet synchronous motor presents important features for high performance drives such as high efficiency and high power/volume ratio. The control of this machine demands the use of rotor position/speed sensor. However, the use of these sensor means constraints to the drive system such as cost and reliability. The elimination of this sensor by rotor position estimation techniques have been an area of intense research. The rotor position estimation techniques can be divided in two categories: magnetic saliency based approaches, suited for low speed and, back-emf based methods, suited for high speed. Each class of rotor position estimation method presents advantages and limitations in function of the operation speed. First, it is presented a comparative study of voltage injection techniques used for rotor position/speed estimation at low speed. This work presents a study for evaluating the high speed limit for a position estimator based on the high frequency (HF) voltage injection in the stationary reference frame. The proposed procedure is based on evaluating the AC harmonic content of the q-axis reference current in function of the rotor speed and observer's bandwidth. This work presents an approach for determining the transition region between rotor position estimators. The study is applied to an algorithm for estimation in wide speed range. For low speed, it is used the HF voltage injection for saliency tracking. On the other hand, for high speed region, it is implemented a state filter to estimate the back-emf. Based on the criterion, it has been defined the bandwidth of the observers in function of the rotor speed. Simulation and experimental results obtained with the test setup are shown and analyzed.

**Keywords:** Permanent-magnet synchronous motor (PMSM), rotor position estimation, PMSM sensorless control.



# Índice

<b>Agradecimentos</b> . . . . .	v
<b>Resumo</b> . . . . .	vii
<b>Abstract</b> . . . . .	ix
<b>Índice</b> . . . . .	xi
<b>Índice de Tabelas</b> . . . . .	xv
<b>Índice de Figuras</b> . . . . .	xvii
<b>Lista de Símbolos</b> . . . . .	xxix
<b>1 Introdução</b> . . . . .	1
1.1 Contribuições da pesquisa . . . . .	4
1.2 Organização do trabalho . . . . .	5
<b>2 Revisão bibliográfica</b> . . . . .	7
2.1 Introdução . . . . .	7
2.2 Métodos de estimação de posição baseados na força contra-eletromotriz . . . . .	7
2.3 Métodos de estimação de posição baseados na saliência magnética . . . . .	12
2.4 Métodos de estimação de posição em toda faixa de velocidade . . . . .	30
2.5 Conclusões . . . . .	39
<b>3 Estimação de posição rotórica em baixa velocidade</b> . . . . .	41
3.1 Introdução . . . . .	41
3.2 Sistema simulado . . . . .	42
3.3 Parâmetros de comparação . . . . .	42

3.3.1	Testes de desempenho . . . . .	42
3.3.2	Robustez às não-linearidades do inversor . . . . .	54
3.3.3	Oscilações de conjugado . . . . .	65
3.3.4	Rigidez dinâmica . . . . .	73
3.4	Restrições do sistema de acionamento . . . . .	75
3.5	Conclusões . . . . .	84
<b>4</b>	<b>Estudo do limite superior para rastreamento em baixa velocidade . . . .</b>	<b>87</b>
4.1	Introdução . . . . .	87
4.2	Método de estimação baseado em saliências magnéticas . . . . .	89
4.3	Qualidade dos sinais de posição . . . . .	91
4.3.1	Harmônicos de modulação do inversor fonte de tensão . . . . .	92
4.3.2	Influência da variação da amostragem das correntes de alta frequência . . . . .	93
4.4	Avaliação do método de estimação . . . . .	98
4.4.1	Configuração do sistema simulado . . . . .	99
4.4.2	Degradação da qualidade da velocidade estimada . . . . .	100
4.4.3	Determinação da largura de faixa do observador de posição . . . . .	102
4.4.4	Avaliação da rigidez dinâmica do sistema . . . . .	105
4.5	Resultados experimentais . . . . .	110
4.6	Conclusões . . . . .	125
<b>5</b>	<b>Determinação da região de transição entre estimadores de posição . . .</b>	<b>131</b>
5.1	Introdução . . . . .	131
5.2	Determinação da região de transição entre estimadores de posição . . . . .	134
5.2.1	Métodos baseados na estimação de força contra-eletromotriz . . . . .	134
5.2.2	Métodos baseados em saliências magnéticas . . . . .	136
5.2.3	Critério de transição entre as respostas dos estimadores . . . . .	137
5.3	Resultados de simulação . . . . .	139
5.3.1	Sistema simulado . . . . .	140
5.3.2	Região de transição . . . . .	140
5.3.3	Testes de desempenho . . . . .	145
5.4	Resultados experimentais . . . . .	161
5.5	Conclusões . . . . .	170

---

<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	173
6.1	Sugestões para trabalhos futuros	176
	<b>Referências Bibliográficas</b>	177
<b>A</b>	<b>Sintonia dos controladores</b>	189
<b>B</b>	<b>Estimadores de posição rotórica</b>	193
<b>C</b>	<b>Expressões - Técnicas de injeção de tensão</b>	199
<b>D</b>	<b>Plataforma experimental</b>	201
D.1	Avaliação da saturação magnética do motor	203
D.2	Leitura do sensor de posição mecânica do motor	207
D.3	Implementação dos algoritmos no processador Renesas	210
D.4	Conversor de tensão	213



# Índice de Tabelas

2.1	Comparativo entre as propostas de injeção de portadora girante: (1) NI - Não Informado, (2) MIT - Motor de Indução Trifásico, (3) SMPM - Motor com ímãs montados na superfície, (4) BTTI - Bases Téóricas da Técnica de Injeção, (5) IPI - Identificação da Posição Inicial, (6) EPVC - Estimacão de Posição a Velocidade Constante, (7) DTC - Controle Direto de Torque. . . . .	19
2.2	Comparativo entre as propostas de injeção de portadora pulsante: (1) $V_N$ - Tensão nominal, (2)NI- Não Informado, (3)IPM - Motor com ímãs inseridos no rotor, (4)SMPM - Motor com ímãs montados na superfície do rotor, (5)EPVC - Estimacão de Posição a Velocidade Constante, (6)CP -Controle de Posicionamento, (7)CV - Controle de Velocidade, (8)ECTI - Estudo Comparativo entre as Técnicas de Injeção. . . . .	26
2.3	Comparativo entre as propostas de estimacão de posição rotórica para uma ampla faixa de velocidade: (1)IS - Injeção de Sinal, (2)NI- Não Informado, (3) BR - Baixa Resolução. . . . .	39
3.1	Parâmetros nominais do motor síncrono a ímã permanente. . . . .	43
4.1	Parâmetros dos controladores, do conversor de potência e especificacão da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ )-(Figura 4.11). . . . .	100
4.2	Parâmetros nominais do motor síncrono a ímã permanente. . . . .	101
4.3	Parâmetros nominais dos motores a ímãs permanentes. . . . .	112
4.4	Parâmetros dos controladores, do conversor de potência e especificacão da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ ) . . . . .	113
5.1	Parâmetros dos controladores, do conversor de potência e especificacão da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ )-(Figura 5.5). . . . .	140

---

5.2	Parâmetros nominais do motor síncrono a ímã permanente. . . . .	141
D.1	Parâmetros nominais dos motores a ímãs permanentes. . . . .	202
D.2	Defasamento angular entre a fcm gerada na fase 1 ( $e_{s1}$ ) e a posição rotórica elétrica ( $\theta_r$ ). . . . .	210

# Índice de Figuras

1.1	Diagrama de controle de um motor síncrono a ímã permanente. . . . .	2
2.1	Diagrama de injeção de sinal de alta frequência para estimação da posição rotórica: (a) injeção de tensão; (b) injeção de corrente. . . . .	13
2.2	Diagrama típico de injeção de tensão de alta frequência no referencial estacionário - portadora girante. . . . .	15
2.3	Representação do espectro de uma corrente resultante da injeção de portadora girante. . . . .	16
2.4	Processo heterodino e observador de posição rotórica estilo observador de Luenberger. . . . .	17
2.5	Estrutura <i>Phase-Locked Loop</i> (PLL) utilizada como estimador de posição. . .	17
2.6	Diagrama de blocos da demodulação proposto por Ortega et al.(2006). . . .	19
2.7	Diagrama típico de injeção de portadora pulsante no eixo $\hat{d}$ do referencial síncrono estimado. . . . .	21
2.8	Representação do espectro de uma corrente resultante da injeção de tensão pulsante $\hat{d}$ . . . . .	21
2.9	Representação da implementação da injeção de portadora pulsante de tensão no eixo $\hat{q}$ do referencial síncrono estimado. . . . .	22
2.10	Diagrama de demodulação da portadora de corrente pulsante. . . . .	22
2.11	Regiões de operação de cada método de estimação de posição: saliência e força contra-eletromotriz (fcem). . . . .	31
2.12	Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Ha, Kang e Sul (1999). .	32
2.13	Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Aihara et al. (1999a). .	33
2.14	Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Kim et al. (2005). . .	34

2.15	Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Frenzke e Piepenbrier (2004). . . . .	34
2.16	Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Perassi et al. (2005). . . . .	35
2.17	Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Silva et al. (2006). . . . .	36
2.18	Funções de transição entre as técnicas $f_1(\hat{\omega}_r)$ e $f_2(\hat{\omega}_r)$ (Silva et al.,2006). . . . .	36
2.19	Estrutura do observador de fluxo com estrutura variável proposto por Andreescu et al. (2008). . . . .	37
2.20	Estrutura do observador de posição/velocidade combinando os modelos de fcem e INFORM (Schroedl et al.,2009). . . . .	38
3.1	Controle de velocidade sem sensor de posição baseado na injeção de portadora girante, referência constante:(a) velocidades rotóricas $(\omega_{rm}, \hat{\omega}_{rm})$ , (b) posições rotóricas $(\theta_{rm}, \hat{\theta}_{rm})$ , (c) erro de posição $(\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm})$ . . . . .	44
3.2	Injeção de portadora girante (60 V-1,0 kHz):(a) correntes $i_{sd}^s, i_{sq}^s$ , (b) espectro, (c) espectro - detalhe das componentes de alta frequência. . . . .	46
3.3	Controle de velocidade sem sensor de posição baseado na injeção de portadora pulsante $(\hat{d})$ , referência constante:(a) velocidades rotóricas $(\omega_{rm}, \hat{\omega}_{rm})$ , (b) posições rotóricas $(\theta_{rm}, \hat{\theta}_{rm})$ , (c) erro de posição $(\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm})$ . . . . .	47
3.4	Injeção de portadora pulsante $\hat{d}$ (60 V-1,0 kHz):(a) correntes $i_{sd}^s, i_{sq}^s$ , (b) espectro, (c) espectro - detalhe das componentes de alta frequência. . . . .	48
3.5	Controle de velocidade sem sensor de posição baseado na injeção de portadora pulsante $(\hat{q})$ , referência constante:(a) velocidades rotóricas $(\omega_{rm}, \hat{\omega}_{rm})$ , (b) posições rotóricas $(\theta_{rm}, \hat{\theta}_{rm})$ , (c) erro de posição $(\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm})$ . . . . .	49
3.6	Injeção de portadora pulsante $\hat{q}$ (60 V-1,0 kHz):(a) correntes $i_{sd}^s, i_{sq}^s$ , (b) espectro, (c) espectro - detalhe das componentes de alta frequência. . . . .	50
3.7	Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora girante, reversão de velocidade: (a) velocidades, (b) posições, (c) erro. . . . .	50
3.8	Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora girante, reversão de velocidade: (a) corrente $i_{s1}$ , (b) corrente $i_{sdh}^s$ , (c) posições rotóricas, (d) erro. . . . .	51
3.9	Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora pulsante $(\hat{d})$ , reversão de velocidade: (a) velocidades, (b) posições, (c) erro. . . . .	51

3.10	Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora pulsante ( $\widehat{d}$ ), reversão de velocidade: (a) corrente $i_{s1}$ , (b) corrente $\widehat{i}_{sqh}^r$ , (c) posições rotóricas, (d) erro. . . . .	52
3.11	Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora pulsante ( $\widehat{q}$ ), reversão de velocidade: (a) velocidades, (b) posições, (c) erro. . . . .	52
3.12	Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora pulsante ( $\widehat{q}$ ), reversão de velocidade: (a) corrente $i_{s1}$ , (b) corrente $\widehat{i}_{sdh}^r$ , (c) posições rotóricas, (d) erro. . . . .	53
3.13	Controle de corrente do motor com inversor fonte de tensão com tempo morto.	54
3.14	Distorção de tensão devido ao efeito do tempo morto e cruzamento por zero da corrente fundamental: (a) corrente de fase $i_{s1}$ , (b) distorção de tensão relativa a componente fundamental $i_{s1}$ , (c) distorção de tensão relativa a componente alta frequência $i_{sh}$ , (d) distorção de tensão relativa a $i_{s1}$ e $i_{sh}$ , (e) distorção total de tensão $v_d$ . . . . .	56
3.15	Modelo que representa o efeito da distorção de tensão devido a componente $i_h$ .	56
3.16	Injeção de portadora girante com inversor ideal: corrente de fase $i_{s1}$ , correntes de alta frequência ( $i_{sdh}^s, i_{sqh}^s$ ), posições medida e estimada ( $\theta_r$ e $\widehat{\theta}_r$ ), erro ( $\theta_r - \widehat{\theta}_r$ ). . . . .	59
3.17	Injeção de portadora girante com inversor com tempo morto igual a $2,5\mu s$ : corrente de fase $i_{s1}$ , correntes de alta frequência ( $i_{sdh}^s, i_{sqh}^s$ ), posições medida e estimada ( $\theta_r$ e $\widehat{\theta}_r$ ), erro ( $\theta_r - \widehat{\theta}_r$ ). . . . .	60
3.18	Modelo que considera os efeitos das distorções de tensão devido as não-linearidades do inversor. . . . .	61
3.19	Injeção de portadora pulsante ( $\widehat{d}$ ), inversor ideal: corrente de fase $i_{s1}$ , posições medida e estimada ( $\theta_r$ e $\widehat{\theta}_r$ ), erro ( $\theta_r - \widehat{\theta}_r$ ). . . . .	62
3.20	Injeção de portadora pulsante ( $\widehat{d}$ ), inversor com tempo morto igual a $2,5\mu s$ : corrente de fase $i_{s1}$ , posições medida e estimada ( $\theta_r$ e $\widehat{\theta}_r$ ), erro ( $\theta_r - \widehat{\theta}_r$ ). . . . .	63
3.21	Injeção de portadora pulsante no referencial síncrono estimado $\widehat{q}$ com inversor ideal: (a) corrente de fase $i_{s1}$ , (b) posições medida e estimada ( $\theta_r, \widehat{\theta}_r$ ), (c) erro ( $\theta_r - \widehat{\theta}_r$ ). . . . .	64
3.22	Injeção de portadora pulsante no referencial síncrono estimado $\widehat{q}$ , inversor com tempo morto de $2,5\mu s$ : (a) corrente de fase $i_{s1}$ , (b) posições medida e estimada ( $\theta_r, \widehat{\theta}_r$ ), erro ( $\theta_r - \widehat{\theta}_r$ ). . . . .	64

3.23	Torque eletromagnético desenvolvido, injeção de portadora girante:(a) correntes $i_{sd}^r$ e $i_{sq}^r$ , (b) torque eletromagnético ( $T_e$ ) e torque de carga ( $T_L$ ). . . . .	67
3.24	Torque eletromagnético desenvolvido, injeção no eixo $\hat{d}$ ): (a) correntes $i_{sd}^r$ e $i_{sq}^r$ , (b) torque eletromagnético ( $T_e$ ) e torque de carga ( $T_L$ ). . . . .	69
3.25	Torque eletromagnético desenvolvido, injeção no eixo $\hat{q}$ ):(a) correntes $i_{sd}^r$ e $i_{sq}^r$ , (b) torque eletromagnético ( $T_e$ ) e torque de carga ( $T_L$ ). . . . .	71
3.26	Diagrama de blocos do controle de velocidade, com sensor de velocidade/posição e controlador ideal de torque. . . . .	74
3.27	Rigidez dinâmica teórica do sistema de acionamento com controle de velocidade com sensor de velocidade - expressão (3.50). . . . .	74
3.28	Diagrama de blocos do controle de velocidade, sem sensor de velocidade/posição e controlador ideal de torque. . . . .	75
3.29	Rigidez dinâmica simulada do sistema de acionamento com controle de velocidade com sensor de velocidade e sem sensor de velocidade (estimadores baseados na injeção de sinal). . . . .	76
3.30	Diagrama de blocos do sistema de medição de corrente do conversor. . . . .	77
3.31	Resposta do estimador para injeção de portadora girante (60 V-1 kHz), conversor A/D (10 bits) e fundo de escala $\pm 13,34$ A: (a) correntes $i_{sdq}^n$ , (b) posições rotóricas $(\theta_r, \hat{\theta}_r)$ , (c) erro $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ . . . . .	78
3.32	Resposta do estimador para injeção de portadora girante (60 V-1 kHz), conversor A/D (10 bits) e fundo de escala $\pm 2,70$ A:(a) correntes $i_{sdq}^s$ , (b) correntes $i_{sdqh}^n$ , (c) posições rotóricas $(\theta_r, \hat{\theta}_r)$ , (d) erro $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ . . . . .	78
3.33	Resposta do estimador para injeção de portadora girante (60 V-1 kHz), conversor A/D de 14 bits:(a) correntes $i_{sdqh}^n$ , (b) posições rotóricas $(\theta_r, \hat{\theta}_r)$ , (c) erro $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ . . . . .	79
3.34	Distorção da tensão de alta frequência, espectro de $v_{sdqh}^s$ :(a) espectro total, (b) componentes de sequência negativa. . . . .	81
3.35	Distorção da tensão de alta frequência, espectro de $i_{sdqh}^s$ :(a) espectro total, (b) componentes de sequência negativa. . . . .	82
3.36	Distorção da tensão de alta frequência $v_{sdqh}^s$ na estimação de posição rotórica:(a) correntes $i_{sdq}^s$ , (b) sinais de entrada do observador de posição $p_{\alpha\beta}$ , (c) posição rotórica $\theta_r$ , posição estimada $\hat{\theta}_r$ ,(d) erro $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ . . . . .	83

3.37	Minimização da distorção da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ , uso de filtro passa-faixa (FPF) após a demodulação dos sinais $p_{\alpha\beta}$ . . . . .	84
3.38	Minimização do efeito da distorção da tensão de alta frequência $v_{sdqh}^s$ na estimação de posição rotórica:(a) correntes $i_{sdq}^s$ , (b) sinais de entrada do observador de posição $p_{\alpha\beta f}$ , (c) posição rotórica $\theta_r$ , posição estimada $\hat{\theta}_r$ ,(d) erro $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ . . . . .	85
4.1	Diagrama de demodulação dos sinais de posição devido a injeção de portadora girante no referencial estacionário. . . . .	90
4.2	Representação do observador de posição rotórica baseado no rastreamento das saliências magnéticas. . . . .	91
4.3	Correntes $i_{sd}^s, i_{sq}^s$ e distorção do sinal de posição ( $p_\alpha$ ) devido ao conversor ( $\omega_r^* = 12,6$ rad/s, $E_d = 300$ V). . . . .	93
4.4	Espectro do sinal de posição $p_\alpha$ ( $\omega_r^* = 12,6$ rad/s, $E_d = 300$ V). . . . .	93
4.5	Correntes $i_{sd}^s, i_{sq}^s$ e perfil do sinal de posição ( $p_\alpha$ ) para tensão de barramento CC reduzida ( $\omega_r^* = 12,6$ rad/s, $E_d = 150$ V). . . . .	94
4.6	Espectro do sinal de posição $p_\alpha$ para tensão de barramento CC reduzida ( $\omega_r^* = 12,6$ rad/s, $E_d = 150$ V). . . . .	94
4.7	Perfil do sinal de posição $p_\alpha$ para $f_r=2,0$ Hz: velocidade estimada $\hat{\omega}_{r\_sal}$ , corrente $i_{sdh}^s$ , sinal de posição $p_\alpha$ , espectro de $p_\alpha$ . . . . .	95
4.8	Perfil do sinal de posição $p_\alpha$ para $f_r=25,0$ Hz: velocidade estimada $\hat{\omega}_{r\_sal}$ , corrente $i_{sdh}^s$ , sinal de posição $p_\alpha$ , espectro de $p_\alpha$ . . . . .	96
4.9	Espectro do sinal de posição $p_\alpha$ em função da frequência de operação $f_r$ : (a) 2,0 Hz, (b)5,0 Hz, (c) 10 Hz, (d) 13 Hz, (e) 15 Hz, (f) 20 Hz, (g) 30 Hz. . .	97
4.10	Redução da distorção do sinal de posição $p_\alpha$ com o aumento de $f_h$ : velocidade estimada $\hat{\omega}_{r\_sal}$ , corrente $i_{sdh}^s$ , sinal de posição $p_\alpha$ , espectro de $p_\alpha$ . . . . .	98
4.11	Diagrama do sistema de controle de velocidade sem sensor de posição rotórica em baixa velocidade utilizando a técnica de injeção de portadora girante. . .	100
4.12	Conteúdo harmônico da velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_sal\_CA}$ ) em função da largura de faixa do observador (LFO), em função da velocidade $\omega_r$ . . . . .	102
4.13	Curvas da velocidade rotórica estimada ( $\hat{\omega}_{r\_sal}$ ) em função da velocidade de referência ( $\omega_r^*$ ), observador de posição com largura de faixa de 340 Hz. . . . .	103

4.14	Impacto do aumento de velocidade em um sistema de controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de sinal. . . . .	103
4.15	Curvas da velocidade estimada $\hat{\omega}_{r\_sal}$ em função da velocidade de referência, largura de faixa do observador de posição (LFO) igual a 480 Hz - Controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade. . . . .	104
4.16	Curvas da corrente de referência $i_{sq}^{r*}$ em função da velocidade de referência, para largura de faixa do observador de posição (LFO) igual a 480 Hz - Controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade. . . . .	105
4.17	Conteúdo harmônico da corrente $i_{sq}^{r*}( i_{sq\_CA}^{r*} )$ vs. $\omega_r$ para diferentes larguras de faixa do observador de posição rotórica - Controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade. . . . .	106
4.18	Procedimento da restrição do conteúdo CA da corrente $i_{sq}^{r*}$ como parâmetro de escolha da LFO do estimador de posição. . . . .	106
4.19	Largura de faixa do observador de posição em função da velocidade de operação para manter $ i_{sq\_CA}^{r*}  \leq 0,04I_N$ . . . . .	107
4.20	Diagrama para levantamento da rigidez dinâmica (DSFR) do controle de velocidade sem sensor de posição rotórica. . . . .	107
4.21	Excitação e resposta para o teste de rigidez dinâmica (DSFR): torque de carga ( $T_L$ ) aplicado ( <i>chirp</i> [0-100 Hz]) e, velocidade desenvolvida ( $\omega_r$ ). . . . .	108
4.22	Rigidez dinâmica (DSFR) do sistema de controle de velocidade <i>sensorless</i> utilizando injeção de sinal em função da velocidade ( $\omega_r$ ) - Função de Transferência Empírica Estimada Suavizada ( <i>smooth ETFE</i> ) utilizando uma janela de Parzen ( $\gamma = 20$ ). . . . .	109
4.23	Plataforma experimental. . . . .	110
4.24	Diagrama de temporização. . . . .	111
4.25	Diagrama de filtragem para extração das componentes do sinal $i_{sdqh}^s$ do vetor corrente $i_{sdq}^s$ . . . . .	114
4.26	Resposta em frequência complexa do filtro BSF para extração da componente fundamental $i_{sdq}^s$ - vista do referencial estacionário. . . . .	115

4.27	Espectro experimental da tensão de alta frequência $v_{sdqh}^s$ para diferentes amplitudes ( $E_d = 115V, f_h = 446, 43Hz$ ):(a)componentes de sequência positiva e negativa, (b)componente de sequência positiva, (c)componente de sequencia negativa. . . . .	116
4.28	Espectro experimental da corrente de alta frequência $i_{sdqh}^s$ para diferentes amplitudes ( $E_d = 115V, f_h = 446, 43Hz$ ):(a)componentes de sequência positiva e negativa, (b)componente de sequência positiva, (c)componente de sequencia negativa. . . . .	117
4.29	Sinais de entrada do observador de posição rotórica $p_{\alpha\beta}$ , efeito da distorção da tensão $v_{sdqh}^s$ : (a) formas de onda $p_\alpha, p_\beta$ , (b) espectro FFT( $p_{\alpha\beta}$ ). . . . .	118
4.30	Sinais de entrada do observador de posição rotórica $p_{\alpha\beta}$ , minimização do efeito da distorção da tensão $v_{sdqh}^s$ : (a) formas de onda $p_\alpha, p_\beta$ , (b) espectro FFT( $p_{\alpha\beta}$ ). . . . .	119
4.31	Efeito da distorção da tensão de alta frequência no desempenho do estimador de posição: posição rotórica ( $\theta_r$ ), posição estimada( $\hat{\theta}_{r\_sal}$ ), erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_{r\_sal}$ ). . . . .	119
4.32	Minimização do efeito da distorção da tensão de alta frequência no desempenho do estimador de posição: posição rotórica ( $\theta_r$ ), posição estimada( $\hat{\theta}_{r\_sal}$ ), erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_{r\_sal}$ ). . . . .	120
4.33	Espectro experimental da tensão de alta frequência $v_{sdqh}^s$ ( $E_d = 230V, V_h = 56V, f_h = 446, 43Hz$ ), efeito do tempo morto do inversor na distorção da tensão gerada:(a)componentes de sequência positiva e negativa, (b)componente de sequencia negativa. . . . .	121
4.34	Espectro experimental da corrente de alta frequência $i_{sdqh}^s$ ( $E_d = 230V, V_h = 56V, f_h = 446, 43Hz$ ), efeito do tempo morto do inversor na distorção da tensão gerada:(a)componentes de sequência positiva e negativa, (b)componente de sequencia negativa. . . . .	122
4.35	Ensaio experimental para avaliação da saturação magnética do motor. . . . .	123
4.36	Esboço do espectro do vetor corrente estatórica $i_{sdq}^s$ : (a) sem saturação magnética, (b) com saturação magnética do motor, componentes harmônicos de sequência negativa adicionais. . . . .	123
4.37	Tensões de linha ( $v_{s12}, v_{s23}$ ) e correntes de fase ( $i_{s1}, i_{s3}$ ) medidas para o controle de corrente com injeção de sinal $v_{sdqh}^s$ , avaliação de saturação magnética do motor ( $E_d = 230V, V_h = 56V, f_h = 446, 43Hz$ ). . . . .	125

4.38	Espectro do vetor complexo $i_{sdq}^s$ no referencial estacionário, $f_r = 5\text{Hz}$ , corrente fundamental 0,26A, $V_h=56\text{V}$ , $f_h=446,43\text{Hz}$ :(a) espectro, (b) componentes de sequência negativa. . . . .	126
4.39	Espectro do vetor complexo $i_{sdq}^s$ no referencial estacionário, $f_r = 5\text{Hz}$ , corrente fundamental 3,54A, $V_h = 56\text{V}$ , $f_h = 446,43\text{Hz}$ :(a) espectro, (b) componentes de sequência negativa. . . . .	126
4.40	Componentes de sequência negativa do vetor complexo $i_{sdq}^s$ no referencial estacionário em função do valor eficaz da corrente fundamental ( $f_r = 5\text{ Hz}$ , $V_h = 56\text{ V}$ , $f_h = 446,43\text{ Hz}$ ): (1)0,26 A, (2)0,58 A, (3)0,90 A, (4)1,22 A, (5)1,57 A,(6)1,81 A, (7)2,10 A, (8)2,36A, (9)2,72 A, (10)3,26 A, (11)3,54 A. 127	
5.1	Estrutura do observador de posição rotórica baseado na estimação da força contra-eletromotriz estendida. . . . .	135
5.2	Estrutura do observador de posição rotórica baseado no rastreamento das saliências magnéticas do rotor (técnica de injeção de sinal). . . . .	136
5.3	Proposta da determinação da região de transição entre a técnica de injeção de sinal (saliência magnética) e a técnica de estimação da força contra-eletromotriz (fcem). . . . .	138
5.4	Fluxograma do procedimento para determinação da faixa de transição entre as técnicas de estimação de posição rotóricas. . . . .	139
5.5	Estrutura de controle de velocidade sem sensor de posição em toda faixa de velocidade utilizando um estimador de posição baseado na injeção de sinal e um estimador de posição baseado na estimação da fcem. . . . .	142
5.6	Determinação da região de transição entre as técnicas de estimação assumindo $ i_{sq\_CA}^{r*}  \leq 4\%I_N$ : Estimação baseada em saliências magnéticas (linhas tracejadas), Estimação baseada na fcem (linhas cheias). . . . .	143
5.7	Largura de faixa dos observadores em função de $\omega_r$ assumindo $ i_{sq\_CA}^{r*}  \leq 4\%I_N$ : Estimação de posição baseada em injeção de sinal (linha tracejada), Estimação posição baseada na estimação da fcem (linha cheia). . . . .	144

- 5.8 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 20 Hz): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , (e) evolução do valor eficaz  $\left| i_{sq\_CA}^{r*} \right|$ . . . . . 146
- 5.9 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 60 Hz): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , (e) evolução do valor eficaz de  $\left| i_{sq\_CA}^{r*} \right|$ . . . . . 147
- 5.10 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 60Hz): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_BLND}$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{s1}$ , (e) detalhe da corrente  $i_{s1}$ . . . . . 148
- 5.11 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma condição de reversão de velocidade: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), detalhe das curvas de posição medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , evolução do valor eficaz de  $\left| i_{sq\_CA}^{r*} \right|$ . . . . . 149
- 5.12 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para um teste de reversão de velocidade: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{s1}$ , detalhe da corrente  $i_{s1}$  - aplicação do sinal de  $v_{sdqh}^s$ . . . . . 150
- 5.13 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para um degrau de carga de 40% do torque nominal: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), posições estimadas  $\hat{\theta}_{r\_sal}$  (azul) e  $\hat{\theta}_{r\_fcm}$  (vermelho), corrente ( $i_{sq}^{r*}$ ). . . . . 151
- 5.14 Inicialização do estimador de posição rotórica baseado na injeção de sinal:  $\hat{\theta}_{r\_sal}(k) \leftarrow \hat{\theta}_{r\_fcm}(k-1)$ ,  $\hat{\omega}_{r\_sal}(k) \leftarrow \hat{\omega}_{r\_fcm}(k-1)$ . . . . . 152
- 5.15 Inicialização do estimador de posição rotórica baseado na injeção de sinal:  $\hat{\theta}_{r\_sal}(k) \neq \hat{\theta}_{r\_fcm}(k-1)$ ,  $\hat{\omega}_{r\_sal}(k) \neq \hat{\omega}_{r\_fcm}(k-1)$ . . . . . 153
- 5.16 Ponderação não-linear entre as respostas dos estimadores ( $\alpha_1, 1 - \alpha_1$ ). . . . . 154
- 5.17 Ponderação não-linear entre as respostas dos estimadores ( $\alpha_2, 1 - \alpha_2$ ). . . . . 155

- 5.18 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 60 Hz), utilizando ponderação não-linear ( $\alpha_1$ ): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\widehat{\omega}_{r\_BLND}$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\widehat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , (e) evolução do valor eficaz  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ . . . . . 155
- 5.19 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 60 Hz), utilizando ponderação não-linear ( $\alpha_2$ ): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\widehat{\omega}_{r\_BLND}$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\widehat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , (e) evolução do valor eficaz  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ . . . . . 156
- 5.20 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição com largura de faixa dos estimadores fixas, carga de 25% do torque nominal: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\widehat{\omega}_{r\_BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\widehat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , modulo do conteúdo CA  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ . . . . . 157
- 5.21 Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição com largura de faixa dos estimadores fixas, carga de 25% do torque nominal: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\widehat{\omega}_{r\_BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\widehat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , modulo do conteúdo CA  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ . . . . . 158
- 5.22 Controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade utilizando estimadores com largura de faixa fixa, aplicação de carga de 30% do torque nominal: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\widehat{\omega}_{r\_BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\widehat{\theta}_{r\_BLND}$ ), posições estimadas ( $\widehat{\theta}_{r\_sal}$  e  $\widehat{\theta}_{r\_fcm}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ . . . 159
- 5.23 Diagrama de controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador de posição baseado na fcm. . . . . 162
- 5.24 Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador baseado na fcm ( $\widehat{\theta}_{r\_fcm}$ ) a velocidade constante de 615rpm (41Hz): posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\widehat{\theta}_{r\_fcm}$ ), erro ( $\theta_r - \widehat{\theta}_{r\_fcm}$ ), corrente  $i_{s1}$ . . . . . 163
- 5.25 Controle de velocidade sem sensor de posição rotórica, indicação do uso das grandezas estimadas no sistema de controle : *flag*, posição rotórica estimada ( $\widehat{\theta}_{r\_fcm}$ ), corrente  $i_{s1}$ . . . . . 163

5.26	Controle de velocidade sem sensor de posição rotórica utilizando o estimador baseado na fcem a velocidade constante 615rpm (41Hz): velocidades rotóricas medida ( $\omega_{rm}$ ) e estimada ( $\widehat{\omega}_{rm\_fcem}$ ), corrente $i_{s1}$ . . . . .	164
5.27	Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador baseado na fcem, variação em degrau da referência de velocidade: posição rotórica estimada $\widehat{\theta}_{r\_fcem}$ , velocidade rotórica mecânica $\omega_{rm}$ , corrente $i_{s1}$ . . . . .	164
5.28	Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador baseado na fcem, referência de velocidade de 900 rpm (60 Hz): posição rotórica $\theta_r$ , posição rotórica estimada $\theta_{r\_fcem}$ , corrente $i_{s1}$ . . . . .	165
5.29	Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador baseado na fcem, referência de velocidade de 900 rpm (60 Hz): velocidade mecânica medida $\omega_{rm}$ , velocidade rotórica estimada $\omega_{rm\_fcem}$ , corrente $i_{s1}$ . . . . .	165
5.30	Conteúdo harmônico da corrente de referência ( $ i_{sq\_CA}^{r*} /I_N$ ) em função da velocidade elétrica $\omega_r$ , variando a largura de faixa do observador de posição (LFO). Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador de posição rotórica baseado na fcem. . . . .	166
5.31	Comparação entre a posição mecânica do rotor ( $\theta_{rm}$ ) e a posição elétrica do rotor ( $\theta_r$ ) a velocidade constante de 250 rpm (16,67 Hz). . . . .	168
5.32	Comparação entre a posição elétrica do rotor ( $\theta_r$ ) fcem da fase 1 ( $e_{s1}/4$ ) a velocidade de 300 rpm (20 Hz). . . . .	169
A.1	Diagrama de controle de corrente do motor a ímã permanente: controladores e modelo elétrico. . . . .	190
A.2	Controlador de corrente PI síncrono para a malha de eixo $d$ . . . . .	190
A.3	Controlador de velocidade e planta mecânica do motor a ímã permanente. . . . .	191
B.1	Resposta em frequência dos estimadores de posição baseados na injeção de sinal. . . . .	194
B.2	Filtro de estados para estimação da força contra-eletromotriz estendida ( $E_{ex}$ ). . . . .	195
B.3	Observador de posição do rotor, estilo observador de Luenberger. . . . .	196
D.1	Vista frontal da plataforma experimental. . . . .	202
D.2	Observador de posição rotórica utilizando desacoplamento das saliências induzidas por saturação proposto por Briz et al. (2000a). . . . .	204

D.3	Ensaio experimental do teste de saturação magnética. . . . .	205
D.4	Espectro do vetor complexo $i_{sdq}^s$ no referencial estacionário, $f_r = 5$ Hz, corrente fundamental 0, 26A, $V_h = 56$ V, $f_h = 446, 43$ Hz:(a) espectro, (b) componentes de sequência negativa. . . . .	206
D.5	Espectro do vetor complexo $i_{sdq}^s$ no referencial estacionário, $f_r = 5$ Hz, corrente fundamental 3, 54A, $V_h = 56$ V, $f_h = 446, 43$ Hz:(a) espectro, (b) componentes de sequência negativa. . . . .	206
D.6	Instalação do sensor de posição detalhe da posição mecânica 0 grau: motor de testes (esquerda), motor usado como carga (direita). . . . .	208
D.7	Comparação entre a posição mecânica do rotor ( $\theta_{rm}$ ) e a posição elétrica do rotor ( $\theta_r$ ). . . . .	209
D.8	Comparação entre a posição elétrica ( $\theta_r$ ) fcm da fase 1 ( $e_{s1}/4$ ). . . . .	209
D.9	Período mínimo de execução das rotinas de controle. . . . .	211
D.10	Diagrama de blocos do sistema de medição de corrente do conversor. . . . .	212
D.11	Teste do fundo de escala do sistema de medição de corrente: corrente de fase ( $i_{s1}$ ), leitura de $i_{s1}(SA1)$ , tensão de polo $v_{s1-CC}$ . . . . .	213
D.12	Tensão de barramento ( $E_d$ ) do conversor para um controle de velocidade com injeção de tensão de alta frequência, velocidade de referência de 165 rpm:(a) tensão de barramento, (b) corrente de fase $i_{s1}$ , (c) detalhe da corrente $i_{s1}$ . . .	215
D.13	Perfil dos sinais de comando das chaves do inversor, geração do tempo morto do inversor: sinais de comando do braço 1 ( $PWM_{1p}$ , $PWM_{1n}$ ), corrente $i_{s1}$ , tensão de polo $v_{s1-CC}$ . . . . .	216

# Lista de Símbolos

\* - expoente que indica grandeza de referência

$\hat{\phantom{x}}$  - expoente que indica grandeza estimada

$d$  - eixo direto

$(d)$  - expoente referente à injeção de sinal no referencial síncrono no eixo  $\hat{d}$  - portadora pulsante

$E_d$  - tensão do barramento CC (V)

$\mathbf{E}_{ex}$  - força contra-eletromotriz estendida (V)

$\hat{\mathbf{E}}_{ex}$  - força contra-eletromotriz estendida estimada (V)

$f_d$  - largura de faixa da FTMF do sistema em eixo  $d$  (Hz)

$f_q$  - largura de faixa da FTMF do sistema em eixo  $q$  (Hz)

$f_r$  - frequência da excitação fundamental (Hz)

$f_h$  - frequência da excitação de alta frequência (Hz)

$f_{sampl}$  - frequência de amostragem (Hz)

$f_{sw}$  - frequência de chaveamento (Hz)

$(G)$  - expoente referente a injeção de sinal no referencial estacionário - portadora girante

$G_{od}$  - função de transferência de malha aberta, controlador PI e planta elétrica do motor

$G_{fd}$  - função de transferência de malha fechada, controlador PI e planta elétrica da motor

$G_{f\omega}$  - função de transferência de malha fechada, controlador PI de velocidade e planta mecânica do motor

$i_{si}$  - corrente estatórica de fase (A),  $i = 1, 2, 3$ .

$i_{sd}^r$  - corrente estatórica de eixo  $d$  (A)

$i_{sq}^r$  - corrente estatórica de eixo  $q$  (A)

$i_{sq\_CA}^{r*}$  - conteúdo harmônico (CA) de  $i_{sq}^{r*}$

$i_{sq\_CA\_MAX}^{r*}$  - valor máximo ou admissível para o conteúdo harmônico (CA) de  $i_{sq}^{r*}$

$I_h$  - amplitude da corrente de alta frequência (A)

$I_N$  - valor nominal da corrente estatórica (A)

$I_r$  - amplitude da corrente fundamental (A)

$J$  - momento de inércia ( $kg.m^2$ )

$j$  - unidade imaginária

$k_p$  - ganho proporcional

$k_i$  - ganho integral

$k_{io}$  - ganho proporcional do controlador do observador de posição

$k_{po}$  - ganho integral do controlador do observador de posição

$k_{do}$  - ganho do termo *feedforward* do controlador do observador de posição

$k_{id}$  - 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  $q$

$k_{iv}$  - ganho integral do controlador PI de velocidade

$k_{pv}$  - ganho proporcional do controlador PI de velocidade

$l_{sd}$  - indutância estatórica de eixo  $d$  (H)

$l_{sq}$  - indutância estatórica de eixo  $q$  (H)

$L_{med}$  - indutância estatórica média (H)

$L_{dif}$  - indutância estatórica diferencial (H)

$m$  - índice de modulação de amplitude

$p$  - operador derivada  $\frac{d}{dt}$

$p_i$  - pólos do observador de posição, com  $i = 1, 2, 3$ .

$p_\alpha, p_\beta$  - sinais de posição referente a injeção de sinal no referencial estacionário - portadora girante

$P$  - pares de pólos

$q$  - eixo em quadratura

$(q)$  - expoente referente à injeção de sinal no referencial síncrono no eixo  $\hat{q}$  - portadora pulsante

$r$  - expoente que representa grandezas no referencial síncrono do rotor

$r_s$  - resistência de fase ( $\Omega$ )

$\hat{r}_s$  - resistência de fase estimada ( $\Omega$ )

$r_i$  - raízes de um polinômio padrão do segundo grau,  $i = 1, 2$

$R_o$  - ganho proporcional do regulador PI do observador de corrente

$R_{io}$  - ganho integral do regulador PI do observador de corrente

$s$  - variável de Transformada de Laplace

$s$  - expoente que representa grandezas no referencial estacionário

$t$  - tempo (s)

$t_{dt}$  tempo-morto (s)

- $T$  - transposta de uma matriz ou vetor
- $T_{dt}$  - intervalo de tempo referente ao tempo-morto efetivo (s)
- $T_e$  - torque ou conjugado eletromagnético (N.m)
- $T_{e1}$  - torque eletromagnético produzido referente a componente fundamental (N.m)
- $T_{eh}$  - torque eletromagnético produzido referente a componente de alta frequência (N.m)
- $T_L$  - torque ou conjugado de carga (N.m)
- $T_s$  - período de amostragem (s)
- $T_{tr}$  - intervalo de tempo referente ao decaimento da corrente em um IGBT (s)
- $T_1$  - polinômio padrão do terceiro grau
- $v_{sd}^r$  - tensão estatórica de eixo  $d$  (V)
- $v_{sq}^r$  - tensão estatórica de eixo  $q$  (V)
- $v_{si}$  - tensões estatóricas trifásicas (V), com  $i = 1, 2, 3$ .
- $\bar{v}_t$  - tensão média de saída do inversor fonte de tensão (V)
- $\bar{v}_s^*$  - tensão média de referência do inversor fonte de tensão (V)
- $\bar{v}_f^*$  - tensão média de referência do controlador de corrente (V)
- $\bar{v}_h$  - tensão de alta frequência (V)
- $\bar{v}_d$  - tensão resultante das não-linearidades do inversor (V)
- $V_r$  - amplitude da excitação fundamental (V)
- $V_h$  - amplitude da excitação de alta frequência (V)
- $p_i$  - raízes de um polinômio padrão do terceiro grau,  $i = 1, 2, 3$ .
- $b_o$  - 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

$\alpha$  - fator de ponderação entre as respostas dos estimadores de posição

$\beta$  - fator que representa os efeitos das não-linearidades do inversor

$\phi$  - ângulo de carga,  $\text{atan}(i_{sq1}^r/i_{sd1}^r)$

$\psi$  - fluxo rotórico (Wb)

$\theta_r$  - posição elétrica do rotor (rad. eléct.)

$\hat{\theta}_r$  - posição elétrica do rotor estimada (rad. eléct.)

$\hat{\theta}_{r\_BLND}$  - posição elétrica do rotor resultante,  $\hat{\theta}_{r\_BLND} = \alpha\hat{\theta}_{r\_sal} + (1 - \alpha)\hat{\theta}_{r\_fcm}$  (rad. eléct.)

$\theta_{rm}$  - posição rotórica mecânica (rad. mec.)

$\hat{\theta}_{rm}$  - posição rotórica mecânica estimada (rad. mec.)

$\gamma$  - largura da janela de frequência usada no processo de suavização da ETFE

$\lambda_{PM}$  - fluxo rotórico do ímã permanente (Wb)

$\omega$  - frequência angular (rad./s)

$\omega_r$  - velocidade angular elétrica do rotor (rad. eléct./s)

$\hat{\omega}_r$  - velocidade angular elétrica do rotor estimada (rad. eléct./s)

$\omega_{rm}$  - velocidade mecânica do rotor (rad. mec./s)

$\hat{\omega}_{rm}$  - velocidade mecânica estimada (rad. mec./s)

$\omega_h$  - frequência angular da excitação de alta frequência (rad. eléct./s)

CA - corrente alternada

CC - corrente contínua

DSFR - resposta em frequência da rigidez dinâmica (*Dynamic Stiffness Frequency Response*)

ETFE - função de transferência empírica estimada (*Empirical Transfer Function Estimate*)

- $f_{cem}$  - força contra-eletromotriz
- $f_{cem}$  - subscrito referente a técnica de estimação baseada na  $f_{cem}$
- $high$  - subscrito referente a limite superior
- FFT - Transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*)
- FPA - filtro passa-altas
- FPB - filtro passa-baixas
- FPF - filtro passa-faixa
- BSF - filtro rejeita-faixa (*Band Stop Filter*)
- HF - alta frequência
- IGBT - interruptor de potência (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)
- IPM - motor síncrono com os ímãs inseridos no rotor (*Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor*)
- $low$  - subscrito referente a limite inferior
- LFO - largura de faixa do observador (Hz)
- PLL - *Phase-Locked Loop*
- PWM - modulação por largura de pulso *Pulse-Width Modulation*
- PI - proporcional e integral
- $sal$  - subscrito referente a técnica de estimação baseada na injeção de sinal
- SMPM - motor síncrono com os ímãs na superfície do rotor (*Surface Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motor*)

# 1

## Introdução

Com o avanço na tecnologia de fabricação de materiais magnéticos de terras raras na década de 80, em especial os compostos de neodímio-ferro-boro (NeFeB), surgiu um crescente interesse de sua utilização em motores elétricos (Bose, 1997). Em máquinas síncronas, os ímãs permanentes possibilitaram a substituição do circuito de excitação eletromagnética tornando-se a principal fonte de produção de fluxo de entreferro. O uso de materiais magnéticos de terras raras em motores síncronos a ímãs permanentes proporcionou características singulares em relação às demais máquinas elétricas, tais como elevada relação potência/volume, alta razão torque/inércia e alta eficiência (Gieras e Wing, 1997). Conseqüentemente, esses motores tornaram-se muito atrativos em aplicações industriais de alto desempenho como em manipuladores robóticos, posicionamento de alta precisão, máquinas-ferramentas (Holtz, 2008), além de seu emprego crescente em veículos elétricos (Chau, Chan e Liu, 2008).

O acionamento típico de motores síncronos a ímãs permanentes pode ser representado pelo diagrama da Figura 1.1. A estrutura é dividida em um conversor de energia, um sistema de controle e um sistema de medição de grandezas elétricas e mecânicas. Um requisito essencial para o controle de máquinas síncronas a ímãs permanentes é o uso de um sensor de posição (*encoder* ou *resolver*), uma vez que o fluxo rotórico é produzido pelos ímãs montados no rotor da máquina. Assim, pode-se garantir o sincronismo entre os sinais produzidos pelo conversor de energia e a frequência angular do rotor. Todavia, o emprego de sensores de posição em sistemas de acionamento de motores a ímãs representa algumas desvantagens, tais como:

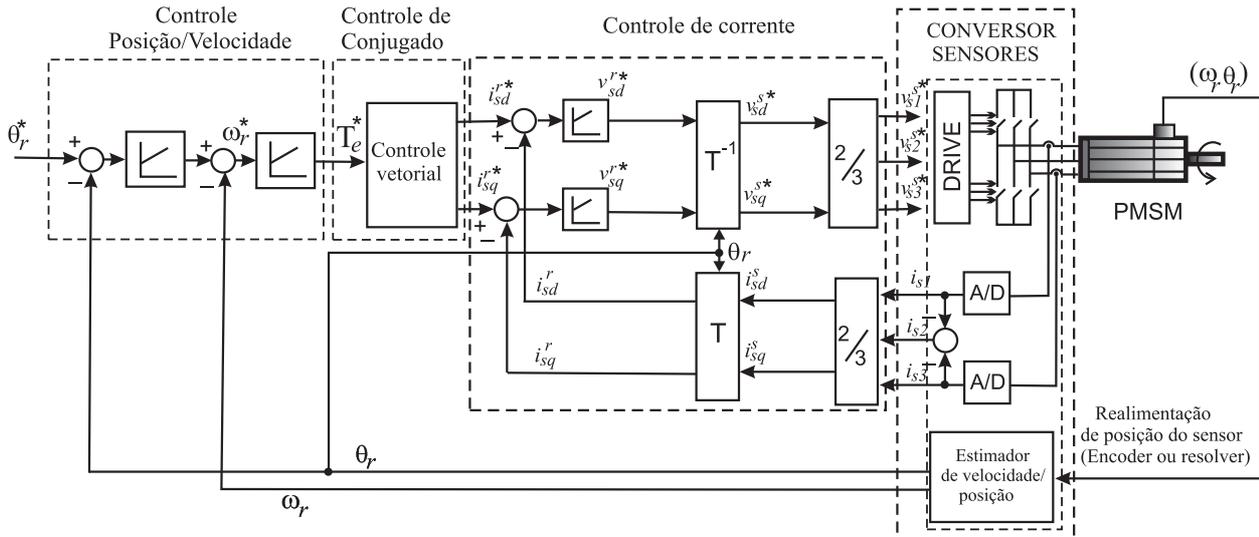


Figura 1.1: Diagrama de controle de um motor síncrono a ímã permanente.

(i) aumento do volume do sistema de controle da máquina (Jansen e Lorenz, 1995), (Consoli et al., 1999), (Staines et al., 2005);

(ii) susceptibilidade à interferência eletromagnética por parte do sensor de posição (Jang et al., 2003b);

(iii) uso de cabos e conexões mecânicas adicionais (Corley e Lorenz, 1998), (Capponi et al., 2006);

(iv) redução da confiabilidade do sistema (Consoli et al., 1999), (Consoli et al., 2001), (Jang et al., 2003b);

(v) adaptação do formato construtivo ao ambiente de trabalho como robôs e veículos (Consoli et al., 2001);

(vi) aumento do custo do sistema (Consoli et al., 2001), (Jang et al., 2003b), (Andreescu et al., 2008).

Diante desse cenário, diversos autores têm dedicado esforços na investigação e proposição de soluções do controle do motor síncrono a ímã permanente que dispensem o emprego de sensores de posição. Essas soluções são comumente designadas como "controle *sensorless*" ou "controle *self-sensing*", e tem por objetivo a eliminação do sensor de posição obtendo a informação de "posição do rotor" de forma indireta, utilizando a própria máquina como sensor. A adoção de estratégias *sensorless* aliada ao fato da redução dos custos de fabricação

dos ímãs de terras-raras, tornaram os sistemas de acionamento de motores a ímãs ainda mais competitivos frente aos sistemas de acionamentos de motores de indução trifásicos (Holtz, 2008).

De maneira geral, os métodos de estimação de posição rotórica podem ser classificados em dois tipos: métodos baseados na estimação da força contra-eletromotriz ( $f_{cem}$ ) e métodos baseados na identificação e rastreamento das saliências magnéticas. No primeiro tipo de categoria, a força contra-eletromotriz é estimada a partir do modelo fundamental da máquina (Matsui e Shigyo, 1992), (Zhiqian et al., 2000), (Morimoto et al., 2002), (Kim et al., 2003a). Esses esquemas apresentam um bom desempenho em faixas de velocidades médias e altas, pois o mesmo depende da amplitude da  $f_{cem}$  gerada, que é diretamente proporcional à velocidade de rotação. Conseqüentemente, em situações de baixas rotações, o desempenho dessas estratégias de estimação é comprometido, pois a amplitude da  $f_{cem}$  é muito pequena ou nula.

Para resolver esse problema, as estratégias baseadas no rastreamento das saliências magnéticas utilizam o modelo de alta frequência do motor. Basicamente, os métodos consistem na injeção de um sinal de alta frequência (em tensão ou em corrente) sobreposto à excitação fundamental, de modo que possam ser identificadas as saliências magnéticas da máquina. As diferenças em amplitude e em fase entre a tensão e corrente de alta frequência resultantes, apresentam, de forma indireta, a informação da orientação espacial da saliência magnética do motor, ou seja, da posição do rotor. Tipicamente, técnicas explorando esse princípio são destinadas para operação da máquina em baixas velocidades ou a velocidade nula (Jansen e Lorenz, 1995), (Linke et al., 2002), (Jang et al., 2003b), (Holtz, 2008), (Fernandes et al., 2010). Nesse sentido, a literatura apresenta trabalhos que destacam a aplicação da técnica para o rastreamento das saliências inerentes da máquina (imperfeições construtivas) como também, para identificação daquelas provocadas por saturação do circuito magnético da mesma (Jansen e Lorenz, 1995).

Diferentes soluções são encontradas na literatura de como integrar ou combinar estimadores de posição baseados no rastreamento das saliências magnéticas e estimadores baseados na estimação da  $f_{cem}$  ou fluxo (Aihara et al., 1999), (Capecchi et al., 2001), (Perassi et al., 2005), (Frenzke e Piepenbrier, 2004), (Kim et al., 2005), (Khalil et al., 2007), (Schroedl et al., 2009). Essas propostas exploram a combinação de estimadores híbridos de fluxo

(Silva et al., 2006), (Andreescu et al., 2008), (Foo, Sayeef e Rahman, 2010), observadores adaptativos (Piippo et al., 2008) e observadores de modos deslizantes (Chi et al., 2009). Poucos trabalhos investigam os limites de operação de cada técnica (Ribeiro et al., 2006), (Harke et al., 2007), (Hejny e Lorenz, 2009). Holtz (2008) comenta que as técnicas baseadas na estimação da fcm podem funcionar bem acima de 3% da velocidade nominal. Por outro lado, Shinnaka (2008) refere-se a aplicações de veículos elétricos híbridos onde as técnicas baseadas nas saliências apresentaram bom desempenho até velocidades correspondentes a 10% da velocidade máxima da máquina. Dessa maneira, não se verifica na literatura uma proposta de procedimento sistemático para se identificar ou determinar a região de transição entre as técnicas e um critério de escolha entre as técnicas que avalie a qualidade da estimação de cada método.

Este trabalho avalia a integração de técnicas de estimação de posição rotórica baseadas na fcm e baseadas em saliências magnéticas destinadas para o acionamento de motores síncronos a ímã permanente (*Permanent-Magnet Synchronous Motors - PMSM*). A combinação das técnicas de estimação de posição possibilita a elaboração de um estimador de posição para toda faixa de velocidade. Inicialmente, é investigado o limite de operação de técnicas de estimação baseadas no rastreamento das saliências magnéticas. Além disso, é proposto um procedimento para avaliar a região de transição entre os dois tipos de técnicas visando a sua aplicação a um sistema de acionamento de motor síncrono a ímã permanente.

## 1.1 Contribuições da pesquisa

Este trabalho é uma contribuição ao controle de motores síncronos a ímã permanente baseado em estimação de posição e/ou velocidade rotóricas. As principais contribuições do trabalho podem ser resumidas nos seguintes tópicos:

- Análise dos fenômenos que influenciam o desempenho de estimadores de posição baseados no rastreamento das saliências magnéticas;
- Avaliação do limite superior de operação de técnicas de estimação de posição baseadas no rastreamento das saliências;
- Elaboração de um procedimento para determinar a região de transição entre as técni-

cas de estimação de posição voltadas para baixas velocidades e técnicas de estimação destinadas a altas velocidades. O procedimento foi aplicado para um sistema de acionamento de um motor síncrono a ímã permanente.

## 1.2 Organização do trabalho

O trabalho está organizado em 6 Capítulos onde são abordados os seguintes temas:

### Capítulo 2

É apresentada a revisão da literatura técnica sobre estimação de posição e/ou velocidade de máquinas síncronas a ímã permanente visando o controle de posição e/ou velocidade sem sensor mecânico de posição.

### Capítulo 3

Neste Capítulo é apresentado um estudo comparativo entre as técnicas de estimação de posição rotórica baseadas em saliências magnéticas. As técnicas de estimação de posição utilizam a injeção de tensão de alta frequência. O texto apresenta alguns parâmetros utilizados na literatura para se avaliar o desempenho e a implementação das técnicas de estimação baseadas na injeção de sinal. Os resultados do estudo por simulação são apresentados.

### Capítulo 4

É proposto um estudo acerca do desempenho da estimação de posição para técnicas baseadas no rastreamento das saliências magnéticas. São apresentados os fatores que influenciam a qualidade das grandezas estimadas à medida que a velocidade de operação aumenta. Dessa maneira, discute-se um procedimento para se avaliar o limite superior de métodos de estimação baseados na injeção de portadora girante. O estudo é validado através de simulações computacionais. Resultados experimentais da técnica de estimação de posição rotórica são apresentados.

### Capítulo 5

Neste Capítulo é proposto um procedimento para determinação da faixa ou região de transição entre as técnicas de estimação de posição em baixa velocidade e alta velocidade. A técnica de estimação em baixa velocidade é baseada na injeção de tensão. A estratégia de

estimação de posição em alta velocidade é baseada na estimação da força contra-eletromotriz da máquina. O Capítulo apresenta as principais etapas para implementação do procedimento proposto e os resultados de simulação para um estimador de posição rotórica para uma ampla faixa de velocidade. Além disso, são apresentados os resultados experimentais da implementação da técnica proposta em um sistema de acionamento comercial.

### **Capítulo 6**

São apresentadas as conclusões gerais do estudo e também as sugestões para trabalhos futuros no tema.

# 2

## Revisão bibliográfica

### 2.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada a revisão bibliográfica do tema, métodos de estimação de posição e/ou velocidade rotóricas de máquinas síncronas a ímã permanente. Inicialmente, são estudadas as técnicas de estimação destinadas para médias e altas velocidades, basicamente, são propostas que utilizam o modelo fundamental da máquina. Em seguida, são apresentados os métodos utilizados para estimação de posição em baixa velocidade cujo princípio é rastrear a posição da saliência rotórica. Como será apresentado, cada uma dessas categorias de estimação de posição rotórica apresenta vantagens ou restrições em função da velocidade ou condição de operação. Em razão disso, soluções que visam a integração ou combinação entre essas estratégias são discutidas. Por último, as conclusões do estudo e as oportunidades de pesquisa são apresentadas.

### 2.2 Métodos de estimação de posição baseados na força contra-eletromotriz

Os métodos de estimação de posição baseados na força contra-eletromotriz utilizam o modelo fundamental da máquina uma vez que a informação da posição está contida no termo de força contra-eletromotriz. As propostas podem utilizar estimadores baseados no modelo fundamental no referencial síncrono do rotor (2.1) ou referencial estatórico (2.2). Dessa

forma, o desempenho desses métodos exige a estimação ou conhecimento dos parâmetros da máquina tais como fluxo produzido pelo ímã permanente, a resistência estatórica e as indutâncias de eixos direto ( $d$ ) e quadratura ( $q$ ). O modelo fundamental de um motor síncrono a ímã permanente, simétrico, trifásico, no referencial síncrono do rotor é escrito como (Jang et al., 2003b):

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^r \\ v_{sq}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pl_{sd} & -\omega_r l_{sq} \\ \omega_r l_{sd} & r_s + pl_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^r \\ i_{sq}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_{PM} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

onde  $[v_{sd}^r \ v_{sq}^r]^T$ ,  $[i_{sd}^r \ i_{sq}^r]^T$  são os vetores de tensão e corrente do estator no referencial rotórico, respectivamente,  $\lambda_{PM}$  é o fluxo do ímã permanente,  $\omega_r$  é a frequência elétrica do rotor;  $r_s$  é a resistência do estator;  $l_{sd}$  e  $l_{sq}$  são as indutâncias do estator de eixos  $d$  e  $q$ , respectivamente,  $p$  é o operador derivada. O modelo em tensão (2.1) da máquina pode ser expresso no referencial estacionário como:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s - 2\omega_r L_{dif} \sin 2\theta_r & 2\omega_r L_{dif} \cos 2\theta_r \\ 2\omega_r L_{dif} \cos 2\theta_r & r_s + 2\omega_r L_{dif} \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} L_{med} - L_{dif} \cos 2\theta_r & L_{dif} \sin 2\theta_r \\ L_{dif} \sin 2\theta_r & L_{med} + L_{dif} \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_{sd}^s \\ pi_{sq}^s \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \omega_r \lambda_{PM} \quad (2.2)$$

onde  $L_{med} = (l_{sd} + l_{sq})/2$  e  $L_{dif} = (l_{sd} - l_{sq})/2$ .

Na literatura diversas soluções são propostas como a medição da força contra-eletromotriz (Iizuka et al., 1985), (Becerra et al., 1991), medição de harmônicos da fcem (Moreira, 1996), utilização do modelo (Wu e Slemon, 1991), (Naidu e Bose, 1992), na identificação da variação da indutância de fase (Binns et al., 1991), no uso de observadores de estado (Guchuan et al., 2001), (Hamada et al., 1999), (Kim et al., 2003b), (Ichikawa et al., 2001), (Morimoto et al., 2002) ou de filtro de Kalman (Bolognani et al., 1999).

### Usando a medição da força contra-eletromotriz

Iizuka et al. (1985), Becerra et al. (1991) propuseram soluções para estimação de posição baseada na medição da força contra-eletromotriz (fcem) aplicada ao acionamento de motores síncronos com fcem trapezoidal. Iizuka et al. (1985) detectou os instantes de chaveamento do conversor a partir do cruzamento por zero da fcem. Fazendo-se a monitoração da fcem quando a corrente da fase é zero, o cruzamento por zero é determinado. Filtros passa-baixas 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.

Por outro lado, Becerra et al. (1991) realizaram a integração da fcm da fase não-excitada para se obter a informação da posição. 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. Ogasawara e Akagi (1991) propuseram uma solução baseada na detecção dos instantes de comutação nos quais os diodos de roda livre da fase não excitada conduzem. Este esquema apesar de apresentar bom desempenho em várias condições de operação necessita de um circuito complexo para implementação.

### **Medição do terceiro harmônico da fcm**

Moreira (1996) propôs uma técnica na qual o componente de terceiro harmônico da fcm de motores com fcm trapezeoidal pode ser usado para determinação dos instantes de comutação. 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. Os instantes de cruzamento por zero do fluxo de enlace de terceiro harmônico correspondem aos instantes de comutação para o acionamento do motor. Todavia, o método tem como restrição que a máquina utilizada apresente um passo polar do enrolamento do estator maior que  $2/3$ .

### **Usando medidas de tensão e corrente**

Estes esquemas são geralmente usados para motores a ímã permanente com fcm senoidal mas podem ser adaptados para motores com fcm trapezoidal. Wu e Slemon (1991), Naidu e Bose (1992) apresentaram propostas nas quais 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 estatórico. O ângulo deste vetor é usado para produzir os sinais de comando das correntes. A velocidade é obtida calculando-se a taxa de variação do ângulo do fluxo do vetor fluxo estatórico.

Uma outra abordagem é apresentada por Matsui e Shigyo (1992), Matsui (1993). As

soluções se baseiam em calcular a diferença entre as variáveis medidas e estimadas para obter a informação da posição rotórica. O modelo em tensão ou o modelo em corrente podem ser usados. O controlador de corrente determina qual a tensão deve ser aplicada ao motor de acordo com a posição estimada do rotor. A tensão ideal é calculada usando o modelo em tensão do motor e a corrente medida. A diferença entre a tensão medida e a tensão ideal é proporcional a diferença angular entre as posições estimada e medida. A sincronização é conseguida se esta diferença angular é reduzida a zero em regime permanente.

### **Usando a variação da indutância da máquina**

Em motores síncronos 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, alterações no valor das indutâncias de fase. Portanto, a informação da posição do rotor pode ser obtida como função da variação das indutâncias de fase da máquina. Explorando esse fenômeno, Binns et al. (1991) apresentaram uma proposta para o acionamento de um motor a ímã com *f<sub>cm</sub>* trapezoidal. 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. Uma vez que a corrente da máquina contém termos da frequência de alimentação e de alta frequência, verifica-se que a componente de tensão de alta frequência é modulada pela posição do rotor e depende da relutância. Um circuito de demodulação é utilizado para determinação dos instantes de comutação das chaves do inversor, em sincronismo com a rotação do eixo.

Kulkarni e Ehsani (1992) calcularam as indutâncias das fases de um motor com *f<sub>cm</sub>* senoidal (IPM) a partir das medições das tensões e correntes de fase do motor. Para tanto, 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 armazenadas em uma tabela de pesquisa, 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. A proposta foi avaliada apenas em simulação.

### **Usando observadores**

Observadores são modelos que são excitados com as mesmas entradas e saídas do sistema de interesse (Lorenz, 2002). O resultado é a estimação em tempo real da resposta do sistema de interesse. Um controlador pode ser adicionado ao modelo com o intuito de forçar o modelo do observador a rastrear os estados do sistema. A estimação da posição usando observadores de estado é amplamente tratada na literatura. As abordagens incluem o uso de observadores não-lineares (Guchuan et al., 2001), observadores de ordem completa (Shen et al., 2002), observadores de ordem reduzida (Hamada et al., 1999), (Kim et al., 2003b), observadores de perturbação (Ichikawa et al., 2001), (Morimoto et al., 2002), (Kim, 2003) e observadores de modos deslizantes (*Sliding Mode Observer - SMO*) (Zhiqian et al., 2000), (Y.-Seok et al., 2000), (Chi et al., 2009).

### Métodos estocásticos

Além dos métodos de estimação baseados na medição das tensões e correntes ou métodos determinísticos, encontram-se na literatura propostas baseadas na aplicação de métodos estocásticos, destacando-se a teoria de Filtro de Kalman. Bolognani et al. (1999) utilizam um filtro de Kalman estendido (*Extended Kalman Filter - EKF*) para estimar os estados posição e velocidade do rotor em tempo real visando o controle de velocidade sem sensor de velocidade. O modelo do processo e o ruído de medição são supostos como descorrelacionados. Tipicamente, é assumido que a distribuição do ruído é conhecida sendo do tipo ruído branco. Dessa maneira, os ganhos do estimador são constantemente calculados de modo a minimizar a variância da estimação a depender do erro de estimação. No trabalho, os autores discutem as etapas de implementação e as restrições de desempenho do estimador em baixa velocidade. Além disso, é apresentada a influência do desempenho do estimador em relação às matrizes que representam as incertezas do modelo e as incertezas do sistema de medição.

### Restrições das técnicas de estimação de posição baseadas na força contra-eletromotriz

De maneira geral, as técnicas de estimação de posição baseadas na estimação da  $f_{cem}$  apresentam algumas limitações (Andreescu et al., 2008):

- (i) dependência paramétrica;
- (ii) dependência com a velocidade rotórica. Os métodos são dependentes da magnitude da  $f_{cem}$  gerada, uma vez que esta grandeza é função da velocidade de operação;

- (iii) os métodos falham em baixas velocidades ou quando a velocidade tende a zero;
- (iv) a largura de faixa de estimação diminui com a diminuição da velocidade de operação.

Em razão disso, as técnicas de estimação de posição baseadas no modelo fundamental não são adequadas para operação sem sensor em baixas velocidades. Para operação nessa faixa de velocidade, deve-se utilizar um método alternativo baseado no rastreamento das saliências magnéticas da máquina.

## 2.3 Métodos de estimação de posição baseados na saliência magnética

Um campo de pesquisa surgiu na tentativa de eliminar os problemas de estimação de posição encontrados em baixa velocidade. Estes métodos são denominados de "métodos baseados em saliências magnéticas" ou "métodos de injeção de sinal". Diversos trabalhos demonstram que estes métodos tornaram-se cada vez mais atrativos nessa região de operação (Schroedl, 1994), (Jansen e Lorenz, 1995), (Ogasawara e Akagi, 1998), (Corley e Lorenz, 1998), (Aihara et al., 1999), (Consoli et al., 2001), (Linke et al., 2002), (Briz et al., 2005).

Os métodos de injeção de sinal exploram características que não são reproduzidas pelo modelo fundamental da máquina. Tipicamente, um sinal periódico de alta frequência (portadora ou *carrier*), é injetado no motor de modo que a posição do rotor e velocidade são determinadas pelo processamento das tensões ou correntes resultantes da injeção. A injeção do sinal de alta frequência pode ser feita em tensão (Figura 2.1(a)) ou em corrente (Figura 2.1(b)). Este método explora o rastreamento da saliência magnética do motor. A saliência do rotor afeta a magnitude da corrente ou da tensão de alta frequência produzida (Ribeiro et al., 1998), (Bianchi et al., 2007). Os dois tipos de injeção de sinal podem ser utilizados, não se encontra na literatura critérios precisos de seleção do tipo de injeção, dos níveis e de limites de frequência, embora existam trabalhos no sentido de se estabelecer critérios mínimos de escolha (Jansen, 1993), (Ribeiro et al., 1998), (Jang et al., 2003b).

A técnica de injeção de corrente baseia-se na relação entre a tensão de alta frequência produzida e a corrente aplicada utilizando o princípio do ganho de tensão baseado na amplificação da impedância (*impedance-based voltage gain*) (Ribeiro et al., 1998). A técnica

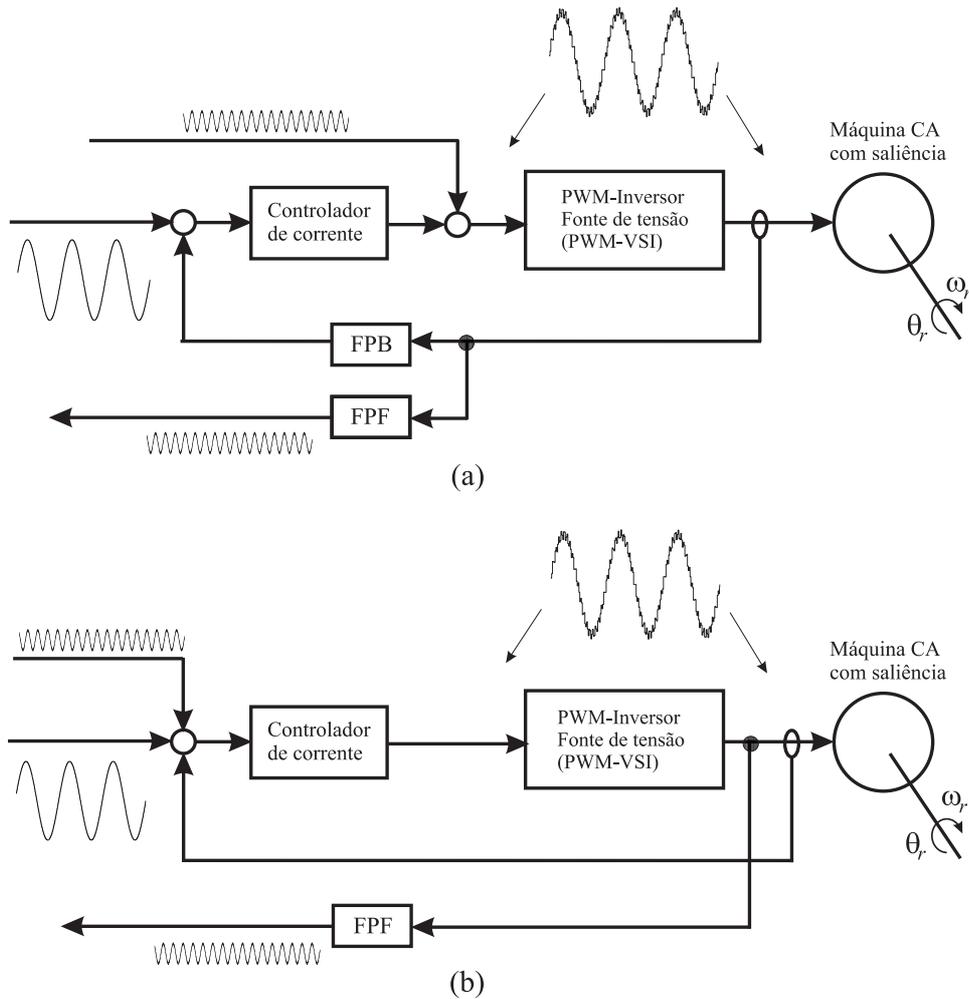


Figura 2.1: Diagrama de injeção de sinal de alta frequência para estimação da posição rotórica: (a) injeção de tensão; (b) injeção de corrente.

de injeção de sinal em corrente apresenta como principais dificuldades ou restrições de implementação (Ribeiro et al., 1998): (i) o regulador de corrente deve apresentar uma largura de faixa suficiente para regular as componentes fundamental e a portadora de corrente do motor, (ii) eventuais erros na regulação da componente fundamental implicará em perda de informação, limitando a qualidade da estimação, (iii) a largura de faixa do controlador de corrente determina, portanto, a largura de faixa da estimação de posição da saliência.

A técnica de injeção de portadora em tensão apresenta como vantagem em relação a injeção de portadora em corrente, a relativa facilidade de implementação em sistemas de acionamentos tradicionais baseados em inversores fonte de tensão. As técnicas de injeção de portadora em tensão analisam a relação entre a corrente de alta frequência gerada e a tensão aplicada. A largura de faixa da estimação de posição é determinada pela largura de faixa do estimador/observador de posição rotórica (Ribeiro et al., 1998), (Ovrebo, 2004). Além

disso, o controlador de corrente não deve ter uma ampla largura de faixa para minimizar a atenuação da corrente de alta frequência produzida, isto é, evitar uma reação do controlador de corrente fundamental a corrente de alta frequência.

O princípio de rastreamento das saliências magnéticas a partir da injeção de sinais foi avaliado em motores de indução trifásicos (Jansen e Lorenz, 1995), motores síncronos a ímã permanente (Jang et al., 2003b), motores de relutância chaveada (Kayikci et al., 2004) e motores universais (Ovrebø, 2004). Diferentes variações de injeção de tensão de alta frequência são propostas na literatura (Corley e Lorenz, 1998), (Consoli et al., 2001), (Perassi et al., 2005), (Ovrebø, 2004). Entretanto, o padrão geral de sinais para excitação do modelo de alta frequência da máquina podem ser agrupados nos seguintes grupos: (i) vetor de tensão girante ou injeção de portadora girante (*Rotating voltage vector*), (ii) vetor de tensão pulsante ou injeção de portadora pulsante (*Pulsating voltage vector*), (iii) excitação transitória.

Como apresentado anteriormente, a técnica de injeção de corrente de alta frequência apresenta dificuldades de implementação em sistemas de acionamento comerciais baseados em inversores fonte de tensão. Em razão disso, neste trabalho foi adotada a aplicação de tensão de alta frequência para estimação de posição rotórica em baixa velocidade. Dessa maneira, nas seções seguintes serão apresentados os princípios, características gerais e as formas de implementação de cada técnica de injeção de tensão de alta frequência.

### Injeção de sinal em tensão

Inicialmente, será apresentado o modelo matemático da que serve de base para análise dos efeitos produzidos pela injeção de tensão de alta frequência. Considere que a frequência da excitação do sinal de alta frequência seja muito maior que a pulsação angular do rotor ( $\omega_h \gg \omega_r$ ), dessa maneira, os termos de queda de tensão resistiva e a fcm podem ser desprezados. Baseado nessa simplificação, o modelo (2.1) pode ser escrito como (Jang et al., 2003b):

$$\begin{bmatrix} v_{sdh}^s \\ v_{sqh}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{med} - L_{dif} \cos 2\theta_r & L_{dif} \sin 2\theta_r \\ L_{dif} \sin 2\theta_r & L_{med} + L_{dif} \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{sdh}^s \\ p_{sqh}^s \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Em regime permanente, a equação (2.3) pode ser escrita como (2.4):

$$\begin{bmatrix} v_{sdh}^s \\ v_{sqh}^s \end{bmatrix} = j\omega_h \begin{bmatrix} L_{med} - L_{dif} \cos 2\theta_r & L_{dif} \sin 2\theta_r \\ L_{dif} \sin 2\theta_r & L_{med} + L_{dif} \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdh}^s \\ i_{sqh}^s \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

### Injeção de portadora girante

A técnica de injeção de sinal de portadora girante consiste na injeção de um sinal senoidal de frequência  $\omega_h$ , superposto a excitação fundamental, somado à saída do controlador de corrente da máquina. O esquema típico de implementação é mostrado na Figura 2.2. A tensão de alimentação resultante produzida pelo inversor fonte de tensão é dada por:

$$v_s^s = V_r \begin{bmatrix} \cos(\omega_r t) \\ \sin(\omega_r t) \end{bmatrix} + V_h \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} = V_r e^{j\omega_r t} + V_h e^{j\omega_h t} \quad (2.5)$$

Onde  $\omega_r$  é a frequência da excitação fundamental,  $V_r$  é a amplitude da excitação fundamental,  $\omega_h$  é a frequência e  $V_h$  é a amplitude do sinal de alta frequência, respectivamente.

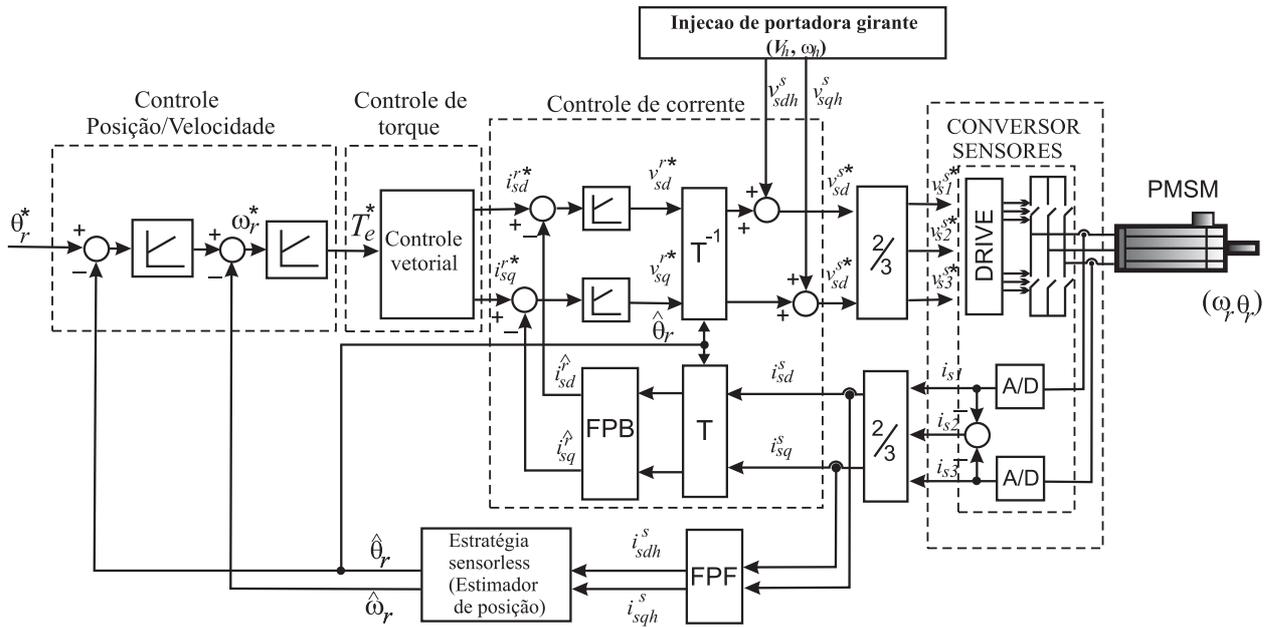


Figura 2.2: Diagrama típico de injeção de tensão de alta frequência no referencial estacionário - portadora girante.

A corrente resultante no motor será a composição entre a componente fundamental e corrente de alta frequência. A corrente resultante pode ser escrita na notação vetorial complexa como:

$$i_{sdq}^s = I_r e^{j\omega_r t} + I_{hp} e^{j\omega_h t} + I_{hn} e^{j(-\omega_h t + 2\theta_r)} \quad (2.6)$$

A corrente de alta frequência resultante pode ser dividida em dois termos: uma componente de sequência positiva e uma componente de sequência negativa. Observa-se que apenas a componente de sequência negativa do vetor corrente girante contém a informação da posição rotórica. Portanto, a posição da saliência magnética ou do eixo de magnetização é identificada a partir da avaliação dessa componente. Na Figura 2.3, tem-se a representação

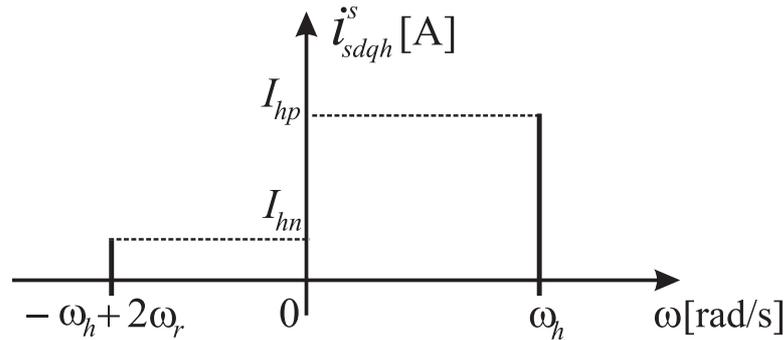


Figura 2.3: Representação do espectro de uma corrente resultante da injeção de portadora girante.

do espectro da corrente de alta frequência (2.6). Pela substituição de (2.5) em (2.4), pode-se escrever (2.6) como (Jansen e Lorenz, 1995):

$$\begin{bmatrix} i_{sdh}^s \\ i_{sqh}^s \end{bmatrix} = \frac{V_h}{j\omega_h} \begin{bmatrix} \frac{L_{med}}{L_{med}^2 - L_{dif}^2} \cos \omega_h t + \frac{L_{dif}}{L_{dif}^2 - L_{med}^2} \cos(-\omega_h t + 2\theta_r) \\ \frac{L_{med}}{L_{med}^2 - L_{dif}^2} \sin \omega_h t + \frac{L_{dif}}{L_{dif}^2 - L_{med}^2} \sin(-\omega_h t + 2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Uma técnica de demodulação deve ser implementada para a extração da informação de posição do rotor. A demodulação é composta por uma cascata de transformações de referenciais e filtros digitais (*Synchronous Frame Filtering - SFF*) (Briz et al., 2000), (Ovrebo, 2004). Dessa maneira, cada componente de corrente que não possui a informação da posição da saliência pode ser eliminada.

De maneira geral, após a extração do sinal que contém a informação da posição da saliência, uma técnica chamada heterodino (*Heterodyning process*) (Schroedl, 1994) é utilizada para se obter um sinal que é proporcional ao erro de posição (Consoli et al., 2001), (Bianchi et al., 2007):

$$\varepsilon = -\frac{V_h L_{dif}}{\omega_h L_{dh} L_{qh}} \sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)] \quad (2.8)$$

Este sinal é usado como entrada para um observador de posição do tipo Luenberger (Ovrebo, 2004), (Perassi et al., 2005) ou uma estrutura do tipo PLL (*Phase-Locked Loop*), vide Figuras 2.4, 2.5, respectivamente. Em (2.8),  $\theta_r$  é a posição real do rotor e  $\hat{\theta}_r$  é a posição estimada do rotor. O observador de posição rotórica está ilustrado na Figura 2.4. Esta estrutura é composta pelo modelo mecânico do sistema e por um comando *feedforward* de conjugado. Este comando serve para garantir características de atraso nulo ao observador. A velocidade mecânica estimada  $\hat{\omega}_m$  resulta da operação em malha fechada do observador.

A qualidade da estimação de posição utilizando esta técnica é determinada pela largura de faixa escolhida para observador.

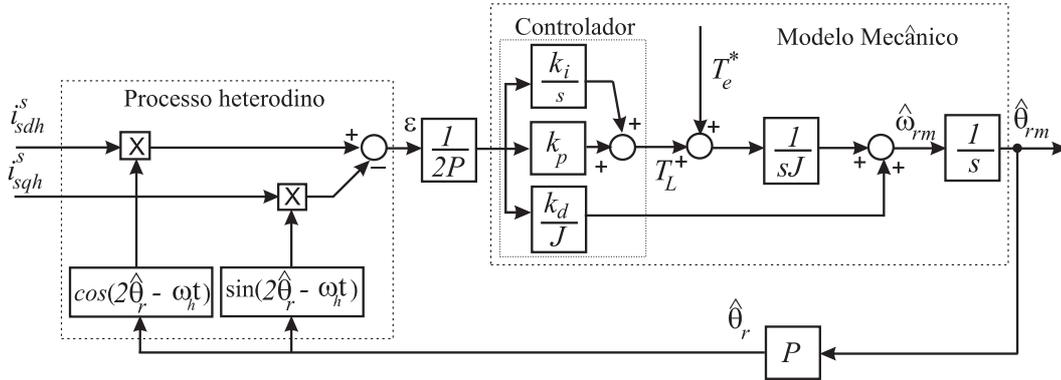


Figura 2.4: Processo heterodino e observador de posição rotórica estilo observador de Luenberger.

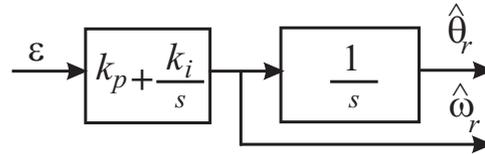


Figura 2.5: Estrutura *Phase-Locked Loop* (PLL) utilizada como estimador de posição.

Os primeiros trabalhos que exploraram a aplicação de sinais de alta frequência para estimação de posição foram desenvolvidos em máquinas de indução trifásicas (Jansen e Lorenz, 1995), (Kondo et al., 1995), (Degner e Lorenz, 1998). Em Jansen e Lorenz (1995) são apresentadas as bases teóricas de aplicação de portadora girante para rastreamento das saliências produzidas por saturação. A estrutura de estimação implementada é similar a Figura 2.4. Segundo os autores, a técnica é potencialmente atrativa para implementação de controle orientado pelo campo (*Field oriented control*) sem sensores de posição para motores de indução, podendo ter o conceito expandido para máquinas síncronas a ímã permanente. Através de medições experimentais, as saliências induzidas por saturação foram modeladas como múltiplas saliências as quais podem ser decompostas como um somatório de saliências senoidais (harmônicas) dependentes da posição do rotor (Degner e Lorenz, 1998).

Diferentemente de Jansen e Lorenz (1995), Kondo et al. (1995) utilizaram a técnica de injeção de portadora girante para determinação da posição inicial do rotor de um motor a ímã permanente (IPM) a partir da construção de trajetórias das correntes de alta frequência  $i_{sqh}^s$  versus  $i_{sdh}^s$ . A curva  $i_{sqh}^s - i_{sdh}^s$  tem um formato elíptico com seu eixo maior situado no

eixo  $d$ . Essa trajetória representa a imagem espacial das saliências da máquina. Os autores verificaram que o efeito da saturação magnética desloca o centro da elipse da origem do sistema de coordenadas  $i_{sqh}^s - i_{sdh}^s$ .

Uma vez que as saliências induzidas por saturação são funções harmônicas da posição do rotor (Degner e Lorenz, 1998), essas saliências podem provocar erros de rastreamento de posição rotórica (Staines et al., 2005). Staines et al. (2005) propuseram um método de estimação da posição do fluxo rotórico de motores de indução trifásicos utilizando a injeção de portadora girante aliada a uma técnica de compensação de saliências magnéticas provocadas por saturação. A estratégia de compensação proposta é baseada no ponto de operação da máquina  $(i_{sd}^s, i_{sq}^s)$  e do ângulo do vetor corrente estatórica. O método foi avaliado em três motores com diferenças construtivas no rotor. Foi utilizada uma portadora de frequência de 300 Hz e realizados testes experimentais de controle de posição sem sensor  $(0, 2\pi)$  com uma carga máxima aplicada de 80% da carga nominal de cada máquina a uma velocidade de 5,5 rpm. Segundo os autores, o erro de posição apresentado foi inferior a 0,45 graus mecânicos em todas as condições de teste.

Uma proposta para controle orientado pelo campo sem sensor de posição de um motor a ímã permanente (SMPM) para toda faixa de velocidade é encontrada em (Perassi et al., 2005). Os autores apresentaram a utilização de um estimador de fluxo híbrido que combina o modelo fundamental e o modelo de alta frequência. Foi implementada uma estratégia de compensação do tempo morto do inversor a partir da modificação do padrão do sinal PWM fornecido a máquina. A frequência do sinal aplicado foi de 1,0 kHz. Para velocidades inferiores a 300 rpm, predomina a estimação da posição utilizando a técnica de injeção de sinal, além desse valor, predomina a estimação de posição baseada no estimador de fluxo.

Explorando o mesmo princípio, Ortega et al. (2006) apresentaram uma técnica de controle direto de torque (*Direct Torque Control-DTC*) de um motor SMPM para operação em baixa velocidade e a velocidade nula. Para estimação da posição do rotor, é utilizado um processo de filtragem síncrona das componentes da corrente portadora  $(i_{sdh}^s, i_{sqh}^s)$  e o cálculo da função arcotangente da relação  $i_{sqh}^s / i_{sdh}^s$ . O esquema de estimação é ilustrado na Figura 2.6. A técnica é avaliada para o motor SMPM em simulação no ambiente Matlab-Simulink. A frequência do sinal aplicado foi de 833 Hz em uma condição de teste de reversão de velocidade de  $-30$  rpm para 30 rpm sob um comando de torque de 70% do torque nominal.

Entretanto, a técnica de estimação é testada em laboratório em um motor de indução trifásico em reversão de velocidade de  $-312$  rpm para  $312$  rpm. A técnica de cálculo do ângulo rotórico apresenta como desvantagem a sensibilidade a ruídos de medição.

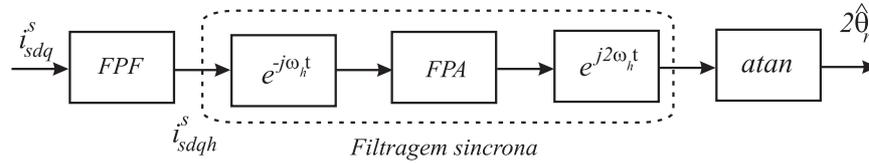


Figura 2.6: Diagrama de blocos da demodulação proposto por Ortega et al. (2006).

Cabe observar que a técnica de injeção de portadora girante tem sido empregada comumente em máquinas assíncronas trifásicas para estimação das saliências induzidas por saturação. Além disso, a técnica tem sido utilizada para detecção da saliência provocada em motores de indução reprojitados para estimação de posição em baixa velocidade como alteração do número de barras no rotor (Cilia et al., 1997) ou variação espacial da abertura das ranhuras (Degner e Lorenz, 2000). Apesar da consolidação da técnica não existe um método geral de especificação do sinal de alta frequência para as máquinas disponíveis comercialmente (Ovrebo, 2004).

A Tabela 2.1 apresenta um comparativo entre as propostas de estimação de posição utilizando a injeção de portadora girante.

Publicação	Parâmetros			
	$f_h(\text{Hz})/V_h(\text{V})$	$f_{sw}(\text{kHz})$	Máquina	Aplicação
Jansen e Lorenz (1995)	NI <sup>(1)</sup> /NI	NI	MIT <sup>(2)</sup>	BTTI <sup>(4)</sup>
Kondo et al. (1995)	NI/NI	NI	MIT	IPI <sup>(5)</sup>
Staines et al. (2005)	300/NI	NI	MIT	EPVC <sup>(6)</sup>
Perassi et al. (2005)	1.000/30	10,0	SMPM <sup>(3)</sup>	EPVC
Ortega et al. (2006)	833/NI	NI	SMPM	DTC <sup>(7)</sup>

Tabela 2.1: Comparativo entre as propostas de injeção de portadora girante: (1) NI - Não Informado, (2) MIT - Motor de Indução Trifásico, (3) SMPM - Motor com ímãs montados na superfície, (4) BTTI - Bases Teóricas da Técnica de Injeção, (5) IPI - Identificação da Posição Inicial, (6) EPVC - Estimação de Posição a Velocidade Constante, (7) DTC - Controle Direto de Torque.

### Injeção em portadora pulsante

A injeção de sinal de portadora de tensão pulsante tem como princípio a aplicação de uma senóide de frequência  $\omega_h$  no referencial estimado do rotor ( $\hat{d}$  ou  $\hat{q}$ ) (Ovrebø, 2004), (Bianchi et al., 2007), (Leidhold e Mutschler, 2008b). O diagrama típico de injeção de portadora pulsante está representado na Figura 2.7. A componente de alta frequência é adicionada na saída em tensão do controlador de corrente no referencial síncrono, segundo a expressão (2.9):

$$\begin{bmatrix} v_{sdh}^{\hat{r}} \\ v_{sqh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Se o modelo (2.4) for transformado para o referencial síncrono estimado, o modelo neste referencial pode ser expresso por:

$$\begin{bmatrix} v_{sdh}^{\hat{r}} \\ v_{sqh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = j\omega_r \begin{bmatrix} L_{med} - L_{dif} \cos 2\theta_e & L_{dif} \sin 2\theta_e \\ L_{dif} \sin 2\theta_e & L_{med} + L_{dif} \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdh}^{\hat{r}} \\ i_{sqh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Onde  $\theta_e = \theta_r - \hat{\theta}_r$ , é o erro de posição entre os dois sistemas de coordenadas síncronas. Substituindo (2.9) em (2.10) e, resolvendo em termos das componentes da corrente de alta frequência:

$$\begin{bmatrix} i_{sdh}^{\hat{r}} \\ i_{sqh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_h}{\omega_h L_{dh} L_{qh}} [L_{med} - L_{dif} \cos(2\theta_e)] \sin(\omega_h t) \\ \frac{V_h}{\omega_h L_{dh} L_{qh}} [L_{dif} \sin(2\theta_e)] \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

O espectro de corrente de alta frequência resultante é esboçado na Figura 2.8. De (2.11), verifica-se que a componente da corrente de eixo  $\hat{q}$  no referencial estimado do rotor  $i_{sqh}^{\hat{r}}$  se anula quando o erro  $\theta_e$  for nulo. Isto indica que com erro nulo as oscilações de torque causadas pelo sinal de alta frequência podem ser minimizadas.

A injeção de tensão de alta frequência no eixo  $\hat{q}$  é definida, de maneira análoga a injeção de eixo  $\hat{d}$  pela expressão (2.12). O diagrama de implementação desse tipo de injeção de sinal está ilustrado na Figura 2.9:

$$\begin{bmatrix} v_{sdh}^{\hat{r}} \\ v_{sqh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ jV_h \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

A corrente de alta frequência pulsante (2.11) pode ser escrita na notação vetorial complexa (2.13) (Linke et al., 2002):

$$\mathbf{i}_{sdqh}^{\hat{r}} = \mathbf{i}_{sdqh}^r e^{-j\theta_e} = \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \left( \frac{1}{l_{sd}} \cos(\theta_e) + j \frac{1}{l_{sq}} \sin(\theta_e) \right) e^{-j\theta_e} = i_{sdh}^{\hat{r}} + j i_{sqh}^{\hat{r}} \quad (2.13)$$

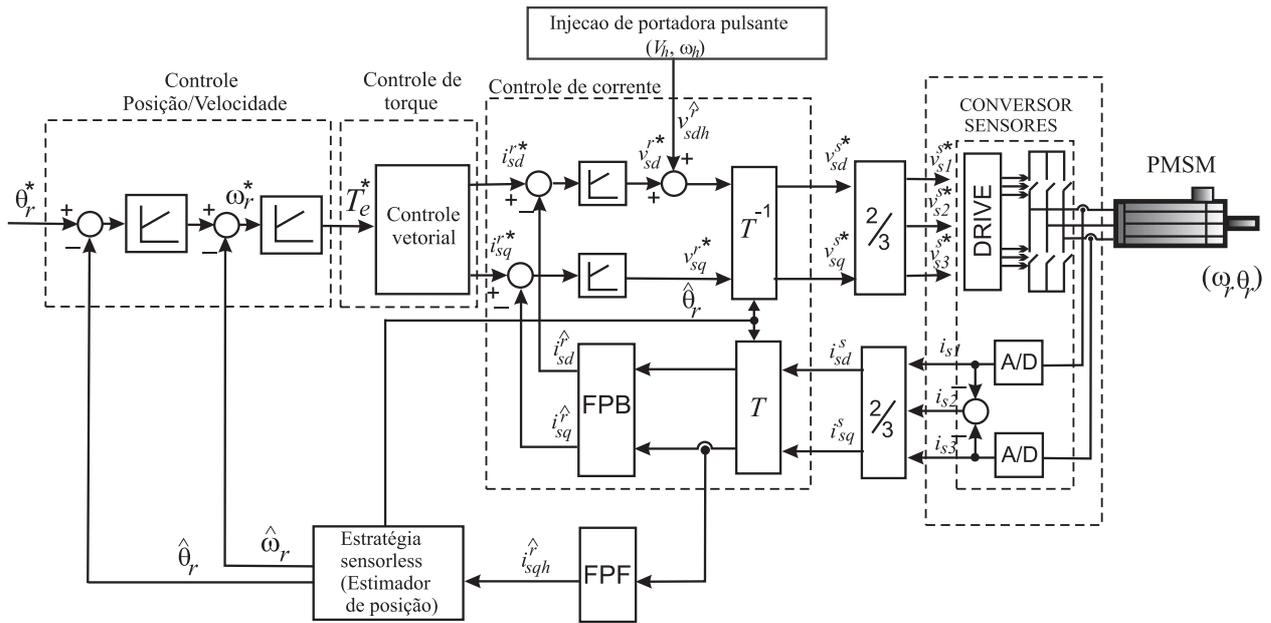


Figura 2.7: Diagrama típico de injeção de portadora pulsante no eixo  $\hat{d}$  do referencial síncrono estimado.

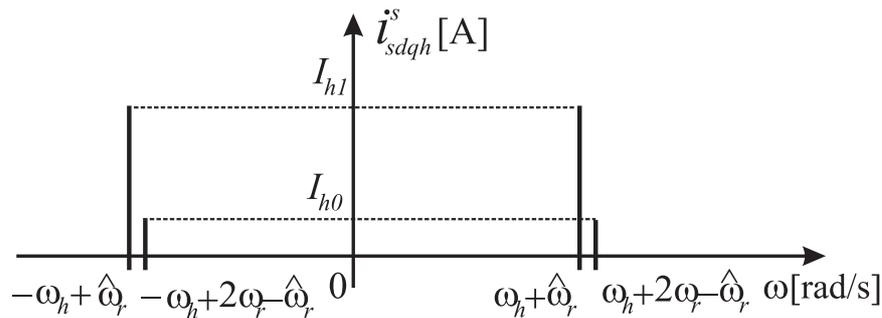


Figura 2.8: Representação do espectro de uma corrente resultante da injeção de tensão pulsante  $\hat{d}$ .

Como no caso da injeção de portadora girante, é necessário alguma técnica de processamento desse sinal para extrair a informação da posição do rotor a partir das correntes medidas. O diagrama típico de demodulação do sinal de alta frequência está ilustrado na Figura 2.10. A técnica é composta das seguintes etapas (Jang et al., 2003b), (Ovrebo, 2004): (i) multiplica-se a componente  $\hat{i}_{sqh}^r$  por um sinal ortogonal ao sinal injetado ( $\sin(\omega_h t)$ ), (ii) o produto é filtrado por um filtro passa-baixas. O resultado dessa operação será um sinal de erro proporcional ao seno do erro de posição:

$$\varepsilon = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{L_{dif}}{2L_{dh}L_{qh}} \sin(2\theta_e) \quad (2.14)$$

Após a extração do sinal de erro (2.14), tipicamente, este sinal é fornecido como entrada de um estimador de posição composto de observador de Luenberger ou uma estrutura PLL



pela saturação da máquina, existindo uma dependência de  $\hat{\theta}_r$  com o nível de carga aplicada.

$$v_{sdh}^{\hat{r}} = V_h \cos(\omega_h t) \quad (2.15)$$

$$v_{sqh}^{\hat{r}} = V_h \left(-\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_h}\right) \cos(\omega_h t) \quad (2.16)$$

Linke et al. (2002) propuseram a aplicação de portadora pulsante a um motor a ímã permanente tipo SMPM, segundo a expressão (2.17). Verifica-se que a portadora proposta reduz-se a forma padrão de aplicação quando há o alinhamento entre os referencias síncronos real e estimado (2.9). A estratégia de estimação da posição tem como princípio a análise da portadora de corrente pulsante na forma complexa, similar a análise realizada para a portadora girante (2.6). A informação da saliência é obtida a partir da Filtragem Síncrona da componente de sequência positiva da corrente de alta frequência. O controle de rastreamento da posição é baseado em uma estrutura PLL. A validação da técnica é verificada em um conversor comercial em duas situações: (i) operação a velocidade constante de 400 rpm e (ii) uma aplicação de posicionamento ( $-\pi$  a  $\pi$  rad).

$$v_{sdh}^{\hat{r}} = V_h \cos(\omega_h t) e^{j(\hat{\theta}_r - \theta_r)} \quad (2.17)$$

Como continuidade do trabalho anterior, Linke et al. (2003) apresentaram um estudo da influência do tempo morto do inversor para este tipo de injeção de sinal. O tempo morto do inversor provoca uma modulação de amplitude na corrente portadora causando um erro periódico na estimação de posição (Silva et al., 2002). O estudo revelou que as não-linearidades na geração de tensão são minimizadas quando a tensão de alta frequência está ortogonal em relação a excitação fundamental. Para o sistema avaliado experimentalmente, o efeito do tempo morto do conversor tem menor impacto quando o motor opera em carga do que para a condição a vazio. As condições de teste foram para uma frequência de portadora de 2,0 kHz, frequência de chaveamento do conversor de 6,0 kHz para um tempo morto de 5,0  $\mu$ s.

Uma vez que a portadora em corrente depende, entre outros fatores, das impedâncias de alta frequência, Jang et al. (2003b) elaborou um procedimento de medição dessa impedância e sua dependência em relação à frequência ( $\omega_h$ ) e a amplitude da portadora ( $V_h$ ) para uma máquina SMPM. A demodulação do sinal de erro segue o padrão da Figura 2.10. O estimador de posição é composto por um controlador do tipo *bang-bang* que apresenta a desvantagem de

produzir oscilações na velocidade estimada e no torque. Nos ensaios experimentais, utiliza-se uma tensão de alta frequência com valor de 850 Hz e amplitude de 100 V. Além disso, uma importante contribuição de Jang et al. (2004) foi a tentativa de se estabelecer regras básicas para a especificação da injeção de tensão. A análise de elementos finitos da impedância de alta frequência sob várias condições de injeção realizada apresentou a mesma tendência que os resultados obtidos experimentalmente (Jang et al., 2003b). Os resultados comprovaram que as indutâncias de alta frequência são os termos dominantes na composição da impedância de alta frequência, reforçando a hipótese assumida no modelo (2.3), na qual é desprezada a resistência estatórica. Os autores verificaram que mantida a frequência do sinal, quanto maior a amplitude, melhor será a qualidade do sinal de erro de posição produzido.

Ferreira e Kennel (2006) realizaram a análise da portadora de corrente na forma complexa (2.13) e mediante algumas simplificações, o sinal de erro de posição é obtido pela comparação entre as componentes  $i_{sdh}^{\hat{r}}$  e  $i_{sqh}^{\hat{r}}$  (2.18). O erro é fornecido a entrada de um estimador do tipo PLL. A frequência do sinal injetado foi de 2,0 kHz e amplitude 25 V (2.17). A estratégia é testada para o controle de posição de um motor SMPM. Além disso, é avaliada a estimação de posição em condição de velocidade constante de 12,82 rpm a vazio e, com carga constante. Segundo os autores, a estratégia proposta não apresenta um limiar mínimo de operação em baixa velocidade podendo ser utilizada até a velocidade nula.

$$\varepsilon = \hat{\theta}_r - \theta_r = i_{sqh}^{\hat{r}} \text{sign}(i_{sdh}^{\hat{r}}) \quad (2.18)$$

Fernandes (2006), Miranda et al. (2006) propuseram um algoritmo de estimação de posição de um motor SMPM a partir do cálculo das amostras de tensão e corrente de alta frequência, assumindo que as indutâncias da máquina não variam significativamente entre dois períodos de amostragem (Jang et al., 2004), (Leidhold e Mutschler, 2008a). Além disso, foram obtidas as reatâncias de alta frequência da máquina cujo perfil é comparável ao estudo realizado por Jang et al. (2003b). Dessa maneira, a partir das informações de tensão e corrente de alta frequência determina-se uma variável que é função do erro de estimação entre os referências síncronos verdadeiro e estimado. Os autores utilizaram uma estrutura PLL para forçar o erro de estimação a zero em regime permanente. A frequência da portadora utilizada foi de 500 Hz e amplitude 10 V, utilizando um conversor com tempo morto de  $1\mu\text{s}$ . Experimentalmente, a estimativa de posição ( $\hat{\theta}_r$ ) foi utilizada em um controle *sensorless* de velocidade a vazio e com carga (80% do nominal) na faixa de 30 rpm a 100 rpm.

Holtz (2008) apresenta uma técnica de estimação de posição baseada em uma melhoria da técnica de demodulação proposta por Ferreira e Kennel (2006), na qual ocorre uma sincronização das componentes da corrente de alta frequência ( $i_{sdh}^{\hat{r}}, i_{sqh}^{\hat{r}}$ ) (2.13). Em consequência, uma grandeza proporcional ao erro de posição é gerada (2.19). Com este sincronismo, a componente  $i_{sdh}^{\hat{r}}$  pode ser usada como referência para componente  $i_{sqh}^{\hat{r}}$ , substituindo a informação de tensão de portadora (Miranda et al., 2007). Para tanto, a tensão de alta frequência passa a ter um padrão de pulsos determinado de modo a alterar a variável de sincronização ( $k_n$ ). Conforme afirmado pelos autores, esta técnica possibilita um meio robusto ao efeito do tempo morto do inversor. O trabalho não apresenta o perfil da velocidade estimada e se é possível a operação da estratégia em um controle *sensorless* de velocidade.

$$\varepsilon = \hat{\theta}_r - \theta_r = k_n i_{sqh}^{\hat{r}} \text{sign}(i_{sdh}^{\hat{r}}) \quad (2.19)$$

Comumente, a especificação da portadora pode estar associada ao conhecimento prévio do sistema conversor-máquina e passa por tentativas ou ajustes até se obter uma resposta (corrente ou erro) para a qual o estimador de posição rotórica convirja. Verifica-se que as amplitudes do sinal aplicado assumem valores entre 10 V-100 V e a frequência entre 300 Hz–2.000 Hz, para inversores com frequência de chaveamento na faixa de 5,0 kHz a 10 kHz. Por outro lado, Leidhold e Mutschler (2008a) apresentaram uma proposta na qual foi explorado o uso de sinais pulsantes com frequência ( $f_h = 49,0$  kHz) muito superior a frequência de chaveamento do inversor ( $f_{sw} = 5,0$  kHz). A técnica apresenta como inconveniente a necessidade de um *hardware* adicional para geração do sinal de alta frequência e demodulação do sinal de erro de posição.

As propostas de estimação de posição usando a injeção de portadora pulsante são voltadas para soluções de rastreamento das saliências da máquina em baixas velocidade e à velocidade nula. A exemplo do problema de especificação do sinal de alta frequência aplicado, o limite superior de velocidade constitui-se em um parâmetro raramente discutido. Além disso, a qualidade do método de estimação pode ser afetada por fatores como a existência de não-linearidades no inversor (Silva et al., 2002), (Choi e Seok, 2007), (Holtz, 2008), precisão e resolução das medições de corrente (Briz et al., 2000), (Jang et al., 2003a) (García et al., 2007) e, precisão dos filtros digitais usados no processo de demodulação dos sinais que contém a informação de posição (Jang et al., 2004), (Ovrebo, 2004). A Tabela 2.2 apresenta um demonstrativo entre as propostas de estimação de posição utilizando a injeção de portadora

Publicação	Parâmetros			
	$f_h(\text{Hz})/V_h(\text{V})$	$f_{sw}(\text{kHz})$	Máquina	Aplicação
Corley e Lorenz (1998)	2.000/0,1 $V_N$ <sup>(1)</sup>	10,0	IPM <sup>(3)</sup>	EPVC <sup>(5)</sup>
Linke et al. (2002)	2.000/NI <sup>(2)</sup>	8,0	SMPM <sup>(4)</sup>	EPVC/CP <sup>(6)</sup>
Linke et al. (2003)	2.000/NI <sup>(2)</sup>	8,0	SMPM <sup>(4)</sup>	EPVC <sup>(6)</sup>
Jang et al. (2003b)	850/100	5,0	SMPM	CV <sup>(7)</sup> /CP
Jang et al. (2004)	[200-800]/[20-80]	5,0	SMPM	CV/CP
Ferreira e Kennel (2006)	2.000/25	NI	SMPM	EPVC
Bianchi et al. (2007)	500/50	NI	IPM/SMPM	ECTI <sup>(8)</sup>
Miranda et al. (2006)	500/10	10,0	SMPM	EPVC/CV
Holtz (2008)	2.000/NI	10,0	SMPM	EPVC
Leidhold e Mutschler (2008b)	700/40	5,0	SMPM	EPVC
Leidhold e Mutschler (2008a)	49.000/16	5,0	SMPM	EPVC

Tabela 2.2: Comparativo entre as propostas de injeção de portadora pulsante: (1) $V_N$ - Tensão nominal, (2)NI- Não Informado, (3)IPM - Motor com ímãs inseridos no rotor, (4)SMPM - Motor com ímãs montados na superfície do rotor, (5)EPVC - Estimacão de Posição a Velocidade Constante, (6)CP -Controle de Posicionamento, (7)CV - Controle de Velocidade, (8)ECTI - Estudo Comparativo entre as Técnicas de Injeção.

pulsante encontradas na literatura.

### Injeção de pulsos de tensão - Excitação transitória

As formas de injeção de tensão de alta frequência, comentadas anteriormente, caracterizam-se como formas de aplicação de sinais extras objetivando a excitação persistente do modelo de alta frequência da máquina. Além disso, existe uma categoria de aplicação de sinais extras baseada na aplicação de pulsos de tensão para medição das taxas de variação das correntes de fase do motor (*Transient Excitation*) (Blaschke et al., 1996), (Ovrebø, 2004). Esse método foi inicialmente utilizado para estimação de parâmetros e estimação de posição inicial em meados da década de 70 (Ovrebø, 2004).

O método tem como princípio a aplicação de pulsos de tensão intercalados com a geração da excitação fundamental durante um período de chaveamento. A aplicação dos pulsos de tensão ocorre durante a geração do vetor nulo (modulação vetorial simétrica), os pulsos de corrente gerados são medidos e sua variação está relacionada com a posição rotórica. Utilizando este princípio, Schroedl (1994) implementou a medição on-line das indutâncias de fase da máquina para estimação da posição (*Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement-INFORM*). 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. Dessa forma, durante um período de medição, a operação do sistema de acionamento da máquina é interrompida, sendo um fator limitante de aplicação da técnica.

Um método alternativo foi apresentado por Ogasawara e Akagi (1998) no qual uma modificação no padrão de chaveamento possibilita que todos os vetores ativos sejam aplicados durante um intervalo mínimo durante o período de chaveamento. Essa variação permitiu a medição das derivadas de corrente em velocidade nula. O esquema foi testado em um motor IPM apresentando como resultados um tempo de resposta na estimação de posição de 300 ms.

Ovrebø (2004) propôs uma técnica de estimação de posição baseada na técnica INFORM (Schroedl, 1994) aplicada a um motor a ímã permanente IPM. A partir do cálculo das taxas de variação das correntes de fase são obtidas uma componente real e uma componente imaginária do vetor "taxa de variação da corrente de estator". A partir da relação entre as componentes real e imaginária desse vetor é determinada a posição do rotor em cada intervalo de chaveamento. O erro de posição obtido é utilizado em uma estrutura observador

de Luenberger como estimador de posição. Além disso, em seu trabalho, Ovrebo (2004) apresentou a implementação da técnica e um estudo comparativo com as técnicas tradicionais de injeção de sinais de alta frequência. Como resultados da análise, verificou-se que a técnica proposta não apresenta limitações práticas de implementação em conversores comerciais dispensando o uso de *hardware* adicional. Contudo, o método apresenta como desvantagens: (i) redução da frequência de chaveamento (de 10 kHz para 5 kHz), (ii) aumento do número de comutações em aproximadamente 3 vezes, implicando em um aumento proporcional das perdas de chaveamento do conversor, (iii) dependência dos parâmetros da máquina de teste.

### Comparação entre os tipos de injeção de tensão

Esta seção tem por objetivo apresentar as principais diferenças entre as técnicas de injeção de tensão. Como descrito anteriormente, os tipos de injeção de tensão podem ser classificados como:

- injeção de tensão senoidal - girante ou pulsante;
- injeção de pulsos de tensão de teste durante a aplicação dos pulsos PWM - excitação transitória.

De maneira geral, a aplicação da excitação transitória apresenta como desvantagens frente aos métodos de injeção de tensão senoidal:

1. Interrupção da operação do conversor ou retirada da excitação fundamental durante a aplicação dos sinais de teste (Ovrebo, 2004);
2. Aumento do número de comutações do inversor provocando um aumento das perdas de chaveamento (Ovrebo, 2004).

A técnica de injeção de sinal de tensão tem como princípio o rastreamento da saliência do motor a ímãs, um fator importante na precisão da técnica é a dependência da geometria do rotor da máquina (Ha et al., 2002), (Bianchi e Bolognani, 2007), (Bianchi et al., 2007). Esta característica é evidenciada pela análise das expressões (2.8) e (2.14), nas quais se verifica que os erros de estimação de posição das técnicas de injeção de tensão senoidais dependem das diferenças entre as indutâncias ( $L_{dif}$ ).

Por outro lado, a existência de saturação do circuito magnético da máquina e efeitos de

acoplamento de fluxo entre os eixos  $d$ - $q$  podem causar erros de estimação (Briz et al., 2001), todavia, um projeto de uma geometria adequada do rotor da máquina podem minimizar essas perturbações (Ha et al., 2002). Bianchi et al. (2007) realizaram um estudo comparativo entre as duas técnicas de injeção aplicada a dois motores com configurações dos ímãs distintas (um motor IPM e um motor SMPM) submetidos a várias condições de operação. A dependência do erro de detecção da saliência em função do tipo de motor a ímã e da carga aplicada foi avaliada. A análise revelou que dentre as combinações possíveis (injeção de sinal-motor a ímã), a técnica de portadora pulsante apresenta erros de estimação ligeiramente menores que a técnica de portadora girante. Além disso, foi verificado que a precisão e a viabilidade da técnica de detecção da posição da saliência são influenciadas pela configuração do rotor-estator da máquina (nível de saliência) e pelo ponto de operação (nível de saturação).

Portanto, com relação à injeção de sinais senoidais, a técnica de injeção de portadora pulsante apresenta como vantagens:

1. O erro de estimação sofre menor influência com o nível de saturação do circuito magnético da máquina (ponto de operação) (Bianchi e Bolognani, 2007), (Bianchi et al., 2007), (Bianchi et al., 2008);
2. Mínima produção de torque a partir da componente de corrente de alta frequência de eixo  $q$  (Jang et al., 2004), (Ovrebo, 2004), (Holtz, 2008);
3. Menor influência nas transições da corrente fundamental nos cruzamentos por zero (Ovrebo, 2004).

Apesar disso, verifica-se que a estimação de posição rotórica baseada na injeção de portadora girante apresenta maior robustez as transições da corrente fundamental que a estimação baseada na injeção de portadora pulsante, importante em situações de aplicação de carga ou degraus da velocidade de referência (Kim, 2004).

Com relação a escolha da magnitude e da frequência da portadora de tensão existem alguns critérios baseados no efeito pelicular (*skin effect*) dos condutores e laminações do material ferromagnético da máquina (Jansen, 1993), (Ovrebo, 2004) e requisitos de implementação. O efeito pelicular dos condutores e laminações da máquina causado pela aplicação de um campo magnético de alta frequência resulta em uma penetração do campo no rotor com uma profundidade média chamada *skin depth*. Este valor é inversamente proporcional

ao aumento da frequência da onda eletromagnética que incide no material do rotor. Consequentemente, ocorre uma modificação das indutâncias transitória e de dispersão do estator com o aumento da frequência do campo magnético. A redução dessas indutâncias com o aumento da frequência provoca a diminuição da amplitude da modulação na corrente de alta frequência, a qual contém a informação de posição rotórica.

Por outro lado, os requisitos de implementação que podem ser adotados para a especificação da tensão de alta frequência são: (i) o período mínimo de execução das rotinas de controle suportado pelo microprocessador do sistema de acionamento utilizado, (ii) a separação espectral em relação a excitação fundamental e harmônicos produzidos pelo inversor fonte de tensão (Jansen, 1993), (Ribeiro et al., 1998), (García et al., 2007), (iii) o estudo da distribuição do campo eletromagnético produzido e sua influência no nível dos sinais de alta frequência produzidos (Jang et al., 2004), (Ovrebo, 2004), (Bianchi et al., 2007).

## 2.4 Métodos de estimação de posição em toda faixa de velocidade

As técnicas de estimação de posição do rotor baseadas na estimação da  $f_{cem}$  apresentam um limite inferior de velocidade, uma vez que o sinal de erro de estimação de posição é proporcional a amplitude da  $f_{cem}$ , grandeza diretamente proporcional a velocidade. Assim, essa categoria de estimadores de posição apresenta uma degradação do desempenho do estimador com a diminuição da velocidade de operação, levando à instabilidade o sistema de controle (Ribeiro et al., 2006). Isto significa que as técnicas de estimação de posição baseadas na estimação da  $f_{cem}$  apresentam um limite inferior de operação (Ribeiro et al., 2006), (Hejny e Lorenz, 2009).

Uma alternativa para operação sem sensor em baixas velocidades é a utilização de técnicas de estimação baseadas em saliências magnéticas. Essa categoria de técnicas de estimação necessita a aplicação de sinais extras a excitação fundamental. A necessidade de excitação persistente provoca algumas desvantagens tais como: perdas adicionais no conversor de potência (Ovrebo, 2004), (Silva et al., 2006), (Andreescu et al., 2008), limitações na tensão de saída dos controladores de corrente (Ovrebo, 2004) e ruído acústico (Ovrebo, 2004). Essas características levam a pressupor a existência de um limite superior de operação para

utilização dessas técnicas. Apesar disso, não se verifica na literatura estudo dedicado para determinar este limite.

Dessa maneira, a estimação de posição rotórica do repouso a velocidade nominal requer, portanto, uma combinação entre as estimativas produzidas por essas classes de métodos de estimação de posição. Para que ocorra uma transição suave entre cada método é necessário se avaliar a frequência limite na qual cada método apresenta uma estimativa razoável, isto é, a saída produzida pelo estimador passa a ser predominante. Tipicamente, um algoritmo de transição é implementado considerando um “intervalo de transição“. Essa faixa de transição compreende uma faixa de velocidades na qual o método baseado no rastreamento das saliências magnéticas começa a se degradar enquanto o método baseado na estimação da fcem passa a predominar e vice-versa. Uma representação da faixa de velocidade de aplicação de cada método de estimação está ilustrada na Figura 2.11.

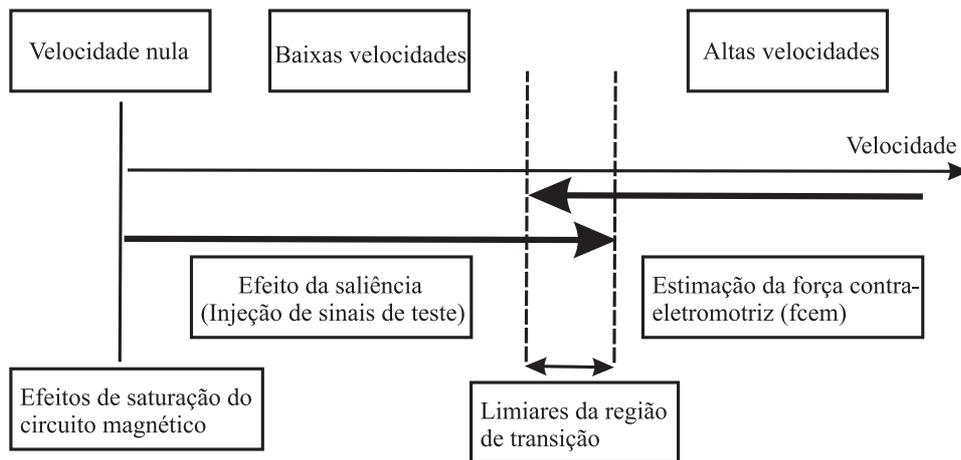


Figura 2.11: Regiões de operação de cada método de estimação de posição: saliência e força contra-eletromotriz (fcem).

Diferentes soluções são encontradas na literatura de como integrar ou combinar estimadores baseados no rastreamento das saliências magnéticas (injeção de sinal) e estimadores baseados na estimação da fcem ou fluxo (Aihara et al., 1999), (Capecchi et al., 2001), (Frenzke e Piepenbrier, 2004), (Kim et al., 2005), (Perassi et al., 2005), (Schroedl et al., 2009). Essas propostas exploram a combinação de estimadores híbridos de fluxo (Silva et al., 2006), (Andreescu et al., 2008), (Foo et al., 2010), observadores adaptativos (Piippo et al., 2008) e observadores de modos deslizantes (Khalil et al., 2007).

Uma das primeiras propostas apresentadas nesse sentido foi o trabalho realizado por Ha et al. (1999) para o controle de posição de um motor de relutância síncrona (Figura 2.12).

Os autores propuseram a transição entre as estimativas fornecidas por um estimador de fluxo estático ( $\hat{\theta}_{r\_flux}$ ) e a estimativa fornecida por um estimador baseado na injeção de corrente de baixa frequência na região de baixa velocidade ( $\hat{\theta}_{r\_inj}$ ) segundo a expressão:

$$\hat{\theta}_r = \alpha \hat{\theta}_{r\_inj} + (1 - \alpha) \hat{\theta}_{r\_flux} \quad (2.20)$$

A velocidade estimada é obtida a partir da diferenciação da posição estimada ( $\hat{\theta}_r$ ). O parâmetro  $\alpha$  é uma função linear da velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ).

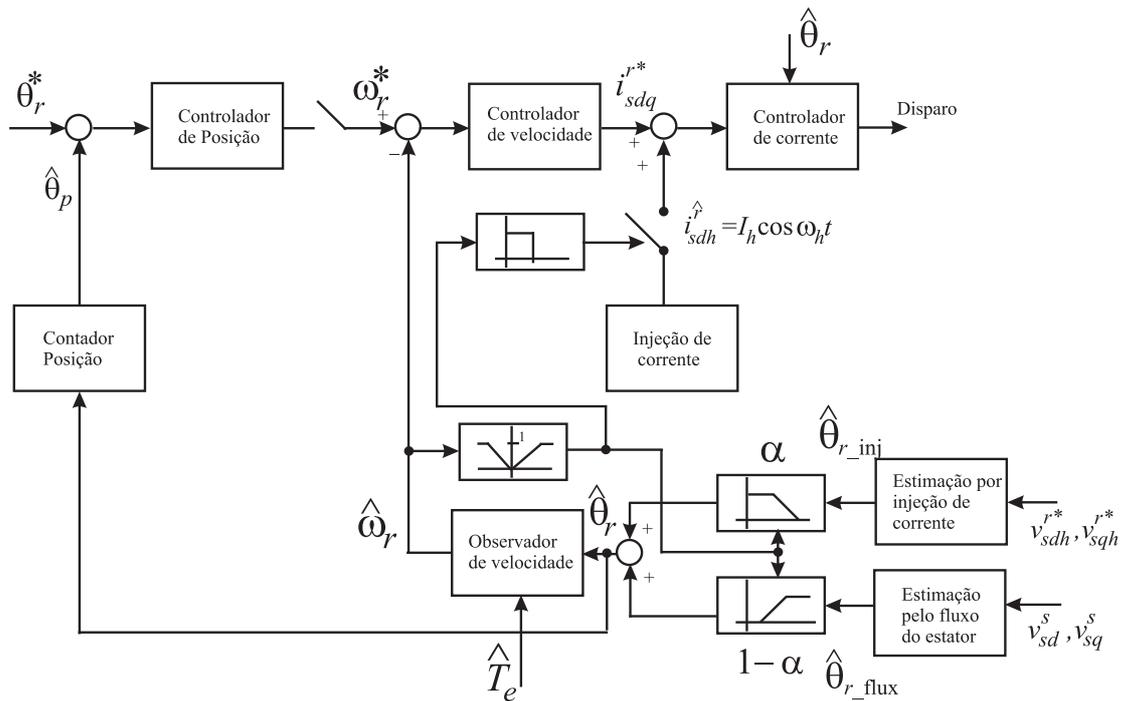


Figura 2.12: Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Ha, Kang e Sul (1999).

Aihara et al. (1999) apresentou um estimador de posição para toda faixa de velocidade baseado na combinação de injeção de sinal e da estimação da fcm. O diagrama da solução proposta encontra-se na Figura 2.13. A estimação de posição em baixa velocidade é obtida a partir da injeção de tensão do tipo portadora pulsante. Um algoritmo PLL extrai a corrente  $\hat{i}_{sqh}^r$  forçando o erro de estimação para zero em regime permanente. Para altas velocidades, a posição do rotor é estimada com base na força contra-eletromotriz obtida pelo modelo de tensão. A combinação das estimativas de posição é feita de modo linear na região de transição entre as técnicas. Os autores definiram os limites dessa região de modo que o limite inferior corresponde a velocidade mínima na qual a técnica de fcm funciona. Por sua vez, a velocidade máxima está associada a máxima velocidade que o método de saliência

funciona. Apesar de não comentado pelos autores, provavelmente este limite superior estaria relacionado a utilização da tensão do barramento do sistema de acionamento.

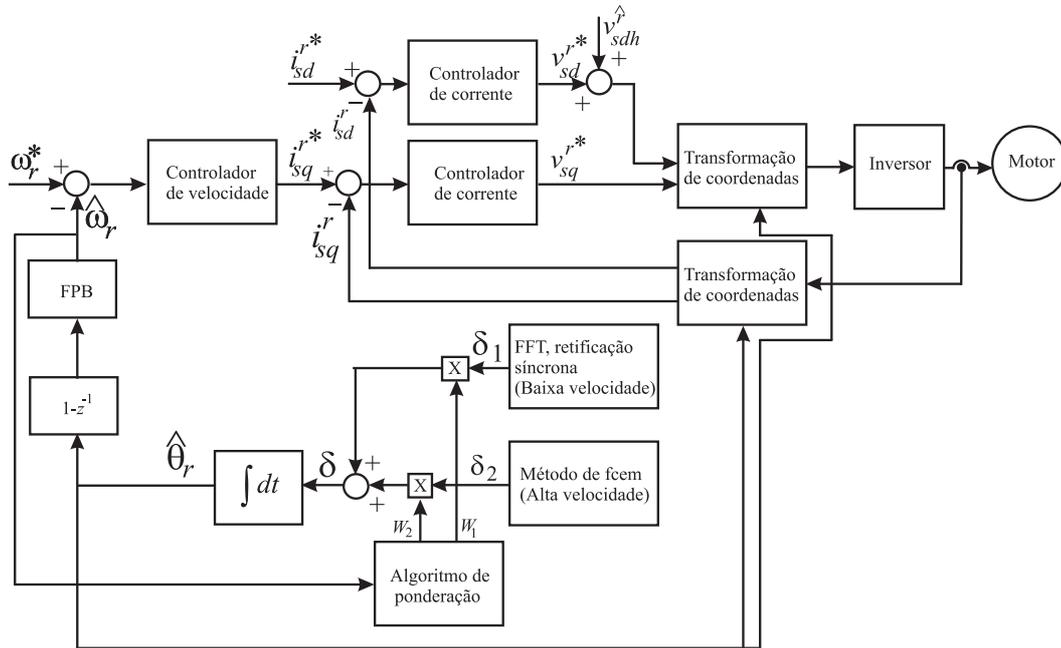


Figura 2.13: Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Aihara et al. (1999a).

Kim et al. (2005) propuseram um estimador de posição/velocidade para toda faixa de velocidade a partir da ponderação entre as respostas fornecidas por uma referência de posição, à velocidades nulas, um sensor de efeito Hall, para baixas velocidades e, a estimação de posição fornecidas por um estimador baseado na força contra-eletromotriz (fcem). O perfil das funções de ponderação das respostas está representado na Figura 2.14. Segundo os autores, os limites de cada função de ponderação foram determinados a partir dos limites de precisão de estimação de cada estimador/sensor. Os resultados apresentados no trabalho destacam a comparação entre a resposta combinada e as medições de posição/velocidade. Todavia, não existem comentários se a malha de controle de velocidade utilizou ou não as grandezas estimadas. A proposta requer a utilização de sensores de efeito hall no estator da máquina.

Frenzke e Piepenbrier (2004) propuseram a estimação de posição rotórica em uma ampla faixa de operação a partir da combinação do modelo de indutância (saliência) e do modelo de tensão (Figura 2.15). Os erros de estimação de posição resultantes de cada modelo são ponderados e aplicados a entrada do estimador de posição. Os fatores de ponderação dos

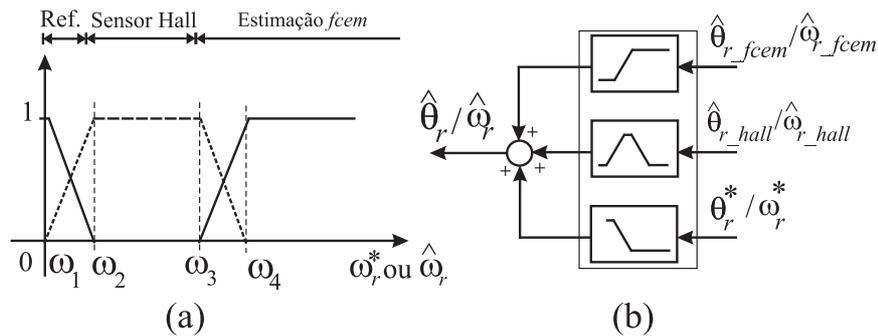


Figura 2.14: Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Kim et al. (2005).

erros são funções não-lineares da velocidade estimada. Os autores não discutem como foram determinados esses fatores de ponderação ( $g_l, g_v$ ). Diferentemente das outras propostas, a solução apresentada por Frenzke e Piepenbrier (2004) configura-se em um estimador de posição para toda faixa de velocidade.

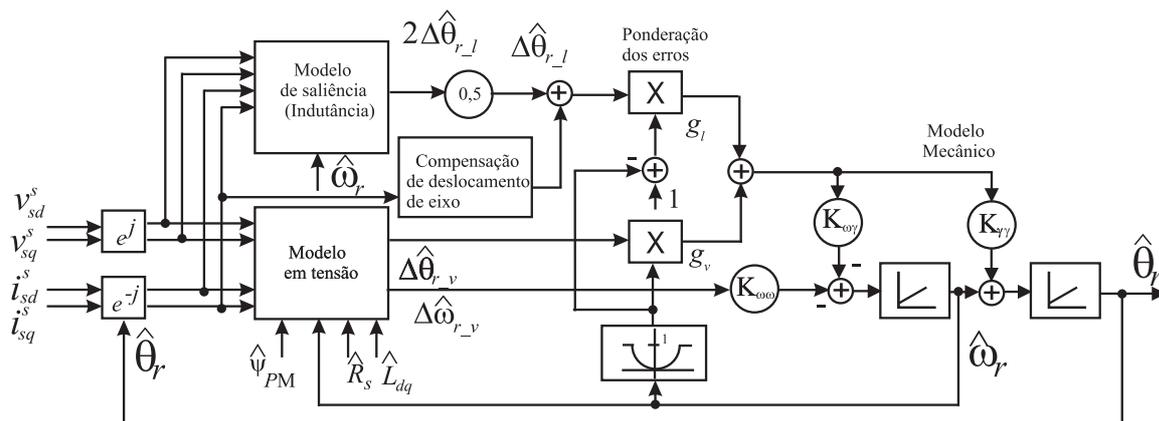


Figura 2.15: Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Frenzke e Piepenbrier (2004).

Khalil et al. (2007) implementaram a estimação de posição em toda faixa de velocidade a partir da utilização de um modelo de indutância da máquina em conjunto com observador de modos deslizantes baseado em um estimador de fluxo estático. A transição entre os dois métodos ocorre a partir da verificação da velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ). O algoritmo de decisão para transição verifica se a velocidade estimada encontra-se acima ou abaixo de determinados limiares de funcionamento de cada método. A respeito da seleção desses limiares, os autores comentam que os mesmos foram determinados a partir de tentativa e erro. Além disso, não é discutido qual a expressão utilizada para se obter a posição rotórica estimada resultante ( $\hat{\theta}_r$ ).

Perassi et al. (2005) propuseram a integração da estimação de posição rotórica baseada na saliência e estimação do fluxo estatórico a partir do modelo em tensão (Figura 2.16). Em baixas frequências de operação, o controlador rastreia o vetor fluxo estimado da saliência, por outro lado, em frequências altas, predomina o modelo em tensão (2.21). A estrutura de estimador proposta pelos autores apresenta a desvantagem de que em baixas frequências de operação ocorre o *drift* do integrador puro, sendo necessária a incorporação de um termo de compensação nessa faixa de frequência.

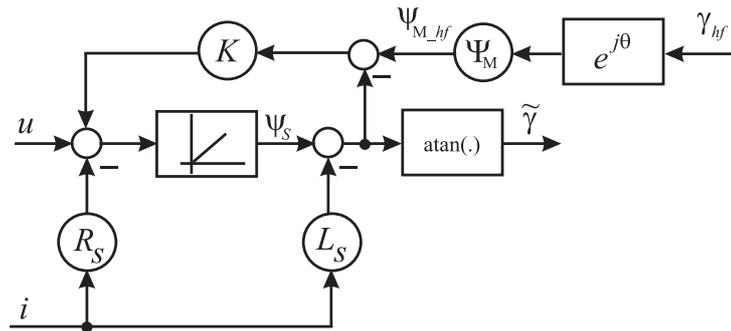


Figura 2.16: Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Perassi et al. (2005).

$$\psi_M = \frac{p}{p+K} \left( \frac{1}{p} (u - R_s i) - L_s i \right) + \frac{K}{p+K} \psi_{M\_hf} \quad (2.21)$$

Explorando o mesmo princípio, Silva et al. (2006) propuseram um estimador de posição baseado em uma estrutura híbrida de observador de fluxo do rotor. A estrutura é composta pelo modelo em tensão da máquina combinada com a injeção de portadora girante (Figura 2.17), similar a proposta de Perassi et al. (2005). Contudo, para minimizar a presença de *drift*, os autores inseriram um termo de compensação representado pelo ganho  $k_1$ . O fluxo resultante é obtido a partir da ponderação entre os fluxos individuais utilizando duas funções de transição  $f_1(\hat{\omega}_r)$ ,  $f_2(\hat{\omega}_r)$  (vide Figura 2.18). Os autores não discutem como é feita a escolha da frequência de cruzamento entre os dois métodos, o que poderia ser determinado a partir da observação do comportamento das estimativas de posição resultantes de cada técnica.

$$\hat{\psi}_r = \frac{s}{s+k_1} \hat{\psi}_{rv} + \frac{k_2}{s+k_2} \hat{\psi}_{rh} \quad (2.22)$$

Piippo et al. (2008) apresentaram uma combinação entre a injeção de sinal (portadora pulsante) e um observador adaptativo no qual o mecanismo de adaptação é função da velocidade estimada. Dessa maneira, pode-se utilizar o observador para estimação em toda

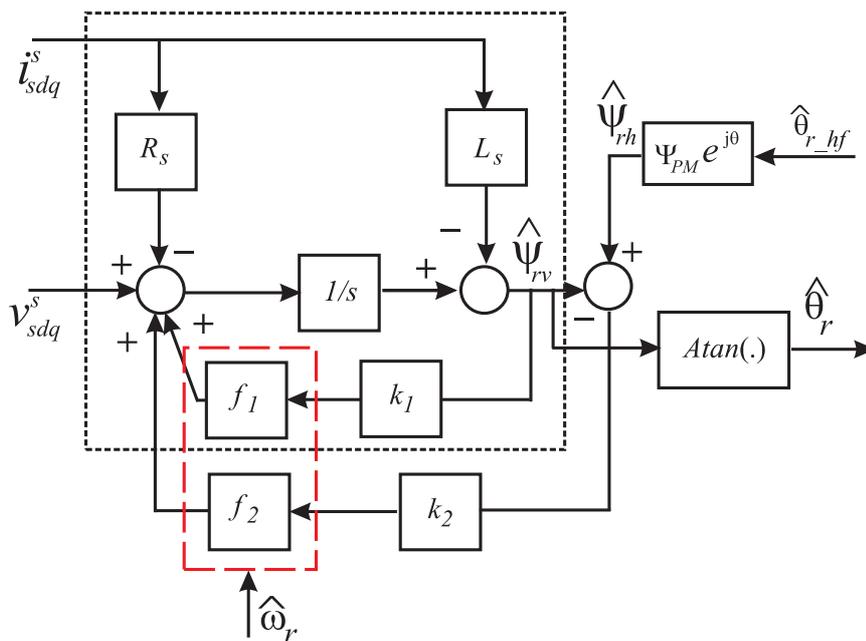


Figura 2.17: Estrutura do observador de fluxo híbrido proposto por Silva et al. (2006).

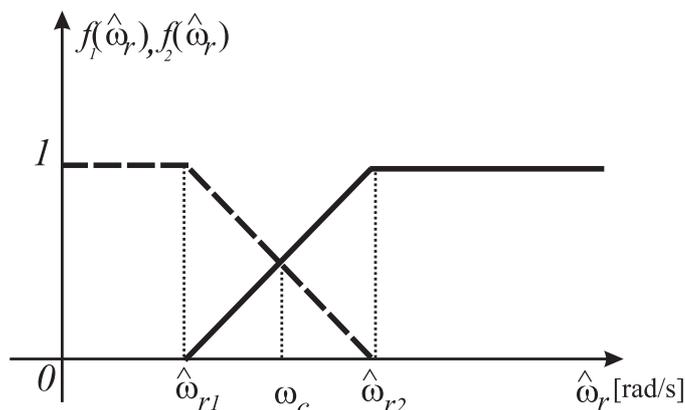


Figura 2.18: Funções de transição entre as técnicas  $f_1(\hat{\omega}_r)$  e  $f_2(\hat{\omega}_r)$  (Silva et al., 2006).

faixa de operação do motor PMSM. Para tanto, a técnica de injeção de sinal é aplicada em baixa velocidade e fornece a estimação em baixas velocidades, particularmente, até 195 rpm. A especificação da portadora utilizada é 30V/500 Hz. O sinal de alta frequência tem sua aplicação definida com a velocidade de operação, conforme função  $f(\hat{\omega}_r)$ . A matriz de ganhos do observador tem seu valor corrigido pela função  $g(\hat{\omega}_r)$ .

Andreescu et al. (2008) propôs um observador de fluxo com estrutura variável. O estimador é destinado para aplicações de controle de torque (DTC) para uma ampla faixa de velocidade. O observador utiliza um modelo combinado tensão-corrente em baixas velocidades e se modifica para o modelo em tensão em altas velocidades (Figura 2.19). Em

baixas velocidades, é empregada a técnica de injeção de portadora girante. A proposta de estimador é semelhante a estrutura proposta por Silva et al. (2006). A principal diferença entre as soluções é que a velocidade estimada é obtida a partir da diferença entre a variação do ângulo do fluxo estático ( $\lambda_s$ ) e a variação do fluxo de potência ( $\delta$ ). A transição entre os modelos de tensão e corrente ocorre de forma gradual e suave entre as velocidades  $\omega_1$  e  $\omega_2$ . Apesar disso, não há qualquer comentário sobre como estes limites de operação dos modelos ( $\omega_1$  e  $\omega_2$ ) foram encontrados.

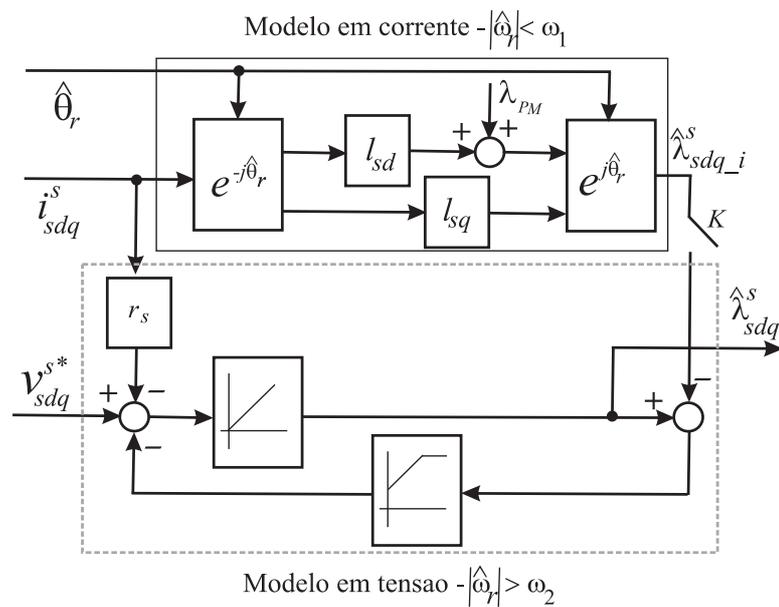


Figura 2.19: Estrutura do observador de fluxo com estrutura variável proposto por Andreescu et al. (2008).

Utilizando o mesmo princípio de estimador híbrido de fluxo estático, Foo et al. (2010), Foo e Rahman (2010) utilizaram a injeção de tensão do tipo portadora pulsante para o controle DTFC de um motor IPM. Mais uma vez, o estimador de fluxo estático utiliza o modelo em corrente para baixas velocidades e o modelo em tensão para altas velocidades. A velocidade do rotor é calculada a partir da frequência angular do vetor fluxo estático ( $\lambda_s$ ). O algoritmo de transição realiza a soma ponderada das estimativas de fluxo entre 100 e 500 rpm, de maneira idêntica ao procedimento adotado por Silva et al. (2006) (Figura 2.18).

Schroedl et al. (2009) apresentaram a estimação de posição em toda faixa de operação a partir de uma estrutura composta por um estimador de força contra-eletromotriz (fcem) e um estimador de saliência baseado no método INFORM (*Indirect Flux by Online Reactance Measurement*) (Schroedl, 1996). Para cada método existe um controlador correspondente,

cujas saídas são comutadas em função da velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ), provavelmente de forma abrupta ou através de um mecanismo de histerese (Figura 2.20). Apesar dos resultados experimentais que enfatizam a aplicação de perturbações e reversão de velocidade, não é comentado como foi selecionada a faixa de transição entre as técnicas de estimação.

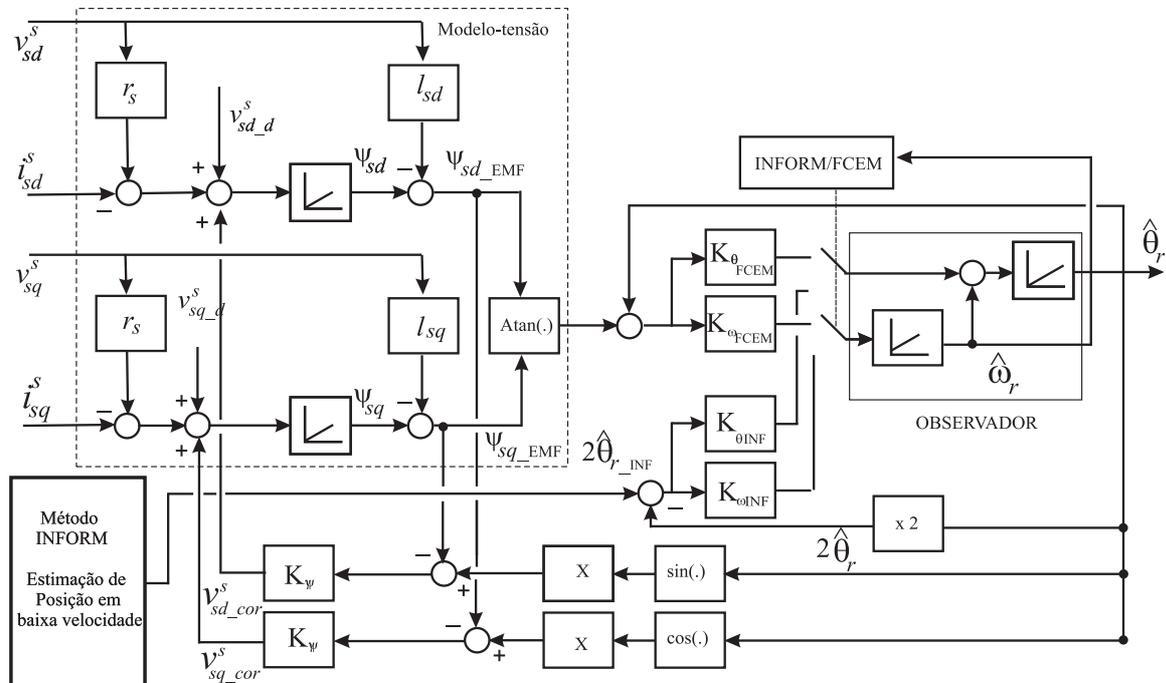


Figura 2.20: Estrutura do observador de posição/velocidade combinando os modelos de fcm e INFORM (Schroedl et al.,2009).

Diante do exposto, pode-se constatar que poucos trabalhos tratam a respeito da detecção dos limites de operação de cada método de estimação de posição. Notadamente, o limite superior de aplicação da técnica de rastreamento das saliências magnéticas é um tema que não é mencionado ou evitado. Os trabalhos existentes acerca de estimação em toda faixa de velocidade não comentam como a faixa de transição entre as técnicas de estimação pode ser identificada e além disso, são restritas a um tipo de máquina a imã permanente e sistema de acionamento de interesse. Portanto, o procedimento de como realizar a transição entre as duas técnicas é um tema pouco discutido e que merece investigação. A Tabela 2.3 apresenta um resumo da revisão bibliográfica acerca de propostas de estimação de posição rotórica e/ou velocidade para toda a faixa de velocidade.

## 2.5 Conclusões

Os motores síncronos a ímã permanente são máquinas que apresentam elevada eficiência e uma relação potência/volume alta. Essas características tornaram estes motores muito atraentes em aplicações de baixa e média potência. O sistema de controle de motores síncronos exige a utilização de um sensor mecânico de posição. Contudo, a utilização desse sensor representa algumas desvantagens como aumento de custo e redução da confiabilidade do sistema de acionamento. Dessa maneira, a eliminação do sensor de posição em sistemas de acionamento de motores síncronos a ímã permanente tornou-se objeto de intensa investigação nas últimas décadas.

As técnicas de estimação de posição rotórica utilizadas para substituição do sensor de posição são divididas em dois grupos: técnicas de estimação de força contra-eletromotriz e técnicas de rastreamento das saliências magnéticas. O primeiro grupo baseia-se no modelo fundamental de tensão do motor e é destinada a aplicações em média e altas velocidades. Contudo, essas técnicas apresentam como desvantagens: (i) dependência paramétrica, (ii) dependência da velocidade de operação e (iii) redução da rigidez dinâmica do sistema em

Publicação	Características	
	Método	Região de transição
Silva et al. (2006)	estimador de fluxo híbrido(IS <sup>(1)</sup> )	400-600 rpm
Ha et al. (1999)	estimador de fluxo híbrido(IS)	NI <sup>(2)</sup>
Aihara et al. (1999)	saliência/ f <sub>cem</sub>	100-600 rpm
Schroedl et al. (2009)	saliência(INFORM)/ f <sub>cem</sub>	NI
Frenzke e Piepenbrier (2004)	saliência(IS)/ f <sub>cem</sub>	NI
Kim et al. (2005)	malha aberta/sensor BR <sup>(3)</sup> /f <sub>cem</sub>	NI
Andreescu et al. (2008)	estimador de fluxo(IS)	250-300 rpm
Khalil et al. (2007)	saliência (indutância)/ fluxo	NI
Perassi et al. (2005)	estimador de fluxo híbrido(IS)	380-480rpm
Piippo et al. (2008)	observador de ordem completa (IS/f <sub>cem</sub> )	195 rpm
Foo et al. (2010)	estimador de fluxo híbrido(IS)	100-500 rpm

Tabela 2.3: Comparativo entre as propostas de estimação de posição rotórica para uma ampla faixa de velocidade: (1)IS - Injeção de Sinal, (2)NI- Não Informado, (3) BR - Baixa Resolução.

baixa velocidade e à velocidade nula, levando a instabilidade.

Por outro lado, as técnicas de rastreamento das saliências magnéticas para estimação robusta e precisa em baixa velocidade apresenta os seguintes requisitos: presença de saliência espacial no rotor da máquina e aplicação de excitação extra, sobreposta a fundamental. Contudo, o emprego de uma excitação adicional representa algumas desvantagens como limitação da tensão de saída dos controladores de corrente e perdas adicionais no conversor de potência e na máquina.

A excitação extra de alta frequência pode ser do tipo injeção de corrente ou injeção de tensão. A estimação de posição rotórica baseada na injeção de corrente de alta frequência apresenta algumas restrições de implementação em sistemas de acionamento baseados em inversores fonte de tensão. Como o sistema de acionamento utilizado para o estudo é baseado em um inversor fonte de tensão, será adotado nesse trabalho a injeção de tensão de alta frequência para estimação de posição em baixa velocidade.

Diversas propostas são encontradas na literatura de como realizar a integração entre esses dois tipos de técnicas. Entretanto, a revisão bibliográfica nos indica que não existe um estudo específico sobre a frequência máxima de aplicação de técnicas baseadas no rastreamento de saliências magnéticas. Esse tipo de investigação representa uma lacuna no estudo dos critérios de transição entre as duas categorias de estimação de posição. Além disso, pode-se constatar uma ausência de como a faixa de transição entre as técnicas de estimação pode ser identificada e além disso, generalizada para os tipos de máquinas a imã permanente e sistemas de acionamentos típicos.

Isto significa que embora seja possível a utilização conjunta de técnicas baseadas na fcm e técnicas baseadas nas saliências magnéticas, não se verifica um procedimento de como se identificar a região de transição. Dessa maneira, esse trabalho é dedicado ao estudo da região de transição entre técnicas de estimação de posição rotórica e tem como objetivo desenvolver uma técnica de transição entre as técnicas de estimação de velocidade/posição estudadas, elaborando um estimador de velocidade/posição capaz de operar em toda faixa de velocidade.

# 3

## Estimação de posição rotórica em baixa velocidade

### 3.1 Introdução

Este capítulo tem por objetivo apresentar uma comparação entre as três formas principais de injeção de tensão empregadas para estimação de posição rotórica de motores a ímã permanente. As implementações são baseadas nas informações encontradas na revisão bibliográfica. As estratégias propostas na literatura para estimação de posição podem admitir procedimentos para melhoria do desempenho de cada uma delas. Todavia, nesta abordagem não foi utilizado um método de otimização de desempenho, apenas as características gerais de cada técnica serão abordadas.

Um estudo comparativo é elaborado entre as propostas de injeção de tensão avaliando o desempenho e integração em sistemas de acionamento padrão, especificamente: (i) controle de velocidade, (ii) efeito das não-linearidades do inversor fonte de tensão, (iii) oscilações de conjugado produzidas e (iv) rigidez dinâmica. Todavia, essa análise é baseada na implementação de um sistema de acionamento idealizado. Como resultado da análise são apresentadas as razões pela escolha de uma das três técnicas de injeção de tensão para implementação na plataforma experimental.

Além disso, são apresentados os resultados de simulação da técnica de injeção de tensão escolhida para o sistema de acionamento do motor a ímãs permanentes incorporando as

restrições encontradas na plataforma experimental. Conseqüentemente, são discutidas algumas propostas para contornar essas restrições com objetivo de melhorar a qualidade da resposta do estimador de posição rotórica.

## 3.2 Sistema simulado

Esta seção tem por objetivo apresentar as características e limitações decorrentes das técnicas de injeção de tensão em sistemas de acionamento padrão de máquinas a ímãs permanentes (PMSM). O estudo de alguns parâmetros utilizados para a escolha da técnica de injeção foi realizado em simulação. Os resultados apresentados foram obtidos a partir de simulações em MATLAB e no ambiente C++. O método Runge-Kutta de 4ª-ordem é usado para a solução das equações do modelo fundamental do motor (2.1). O inversor fonte de tensão é simulado com chaves ideais, a frequência de chaveamento é igual a 10,0 kHz.

A síntese das tensões de referência é realizada através da técnica de modulação por largura de pulsos PWM escalar. A referência de tensão de alta frequência é sobreposta à referência de tensão fundamental na saída do controlador de corrente. O período de amostragem das variáveis é de 100  $\mu$ s. A carga mecânica imposta ao eixo da máquina é simulada como um degrau de carga. Na tabela 3.1 estão listados os parâmetros do motor utilizado nas simulações. Para este estudo, foi assumido que a tensão de alta frequência tem amplitude 60 V e frequência de 1,0 kHz, independente do tipo de técnica utilizada, se portadora girante ou portadora pulsante.

## 3.3 Parâmetros de comparação

### 3.3.1 Testes de desempenho

De acordo com o levantamento bibliográfico, pode-se constatar a ausência de um conjunto de testes padrão para avaliação do desempenho de controle *sensorless* de motores PMSM utilizando técnicas de injeção de tensão. Tendo em vista esse cenário, as técnicas de injeção de tensão anteriormente discutidas foram avaliadas segundo a condição de controle de velocidade.

Parâmetro	Valor nominal
Potência (kW)	0,4
Corrente máxima (A)	2,0
Tensão nominal (V)	220
Velocidade máxima (rpm)	3.000
Torque máximo (N.m)	1,6
Resistência ( $\Omega$ )	6,187
Indutância $l_{sd}$ (mH)	24
Indutância $l_{sq}$ (mH)	33
Cte. de fcem (V/krpm)	26,5
Pares de polos	4
Momento de inércia ( $\text{kg.m}^2$ )	$0,084 \cdot 10^{-3}$

Tabela 3.1: Parâmetros nominais do motor síncrono a ímã permanente.

#### A. Referência de velocidade constante

O sistema de acionamento foi avaliado para a situação de controle de velocidade para uma referência constante. O algoritmo de estimação corresponde a uma estrutura observador de Luenberger correspondente (Figura 2.4). As Figuras 3.1, 3.3 e 3.5 mostram os resultados referentes para cada tipo de injeção de tensão de alta frequência (portadora girante ou portadora pulsante).

A Figura 3.1 exibe o resultado para o controle de velocidade sem sensor utilizando a injeção de portadora girante. Na Figura são mostradas as curvas das velocidades mecânicas rotóricas ( $\omega_{rm}, \hat{\omega}_{rm}$ ), as posições mecânicas rotóricas ( $\theta_{rm}, \hat{\theta}_{rm}$ ) e, o erro de posição ( $\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm}$ ). A referência de velocidade é 210 rpm ou 22 rad/s. A frequência fundamental das correntes de fase vale 14 Hz ( $f_r$ ). O controlador de velocidade (PI) tem largura de faixa de 10 Hz. Os polos do estimador de posição foram sintonizados para 100, 100 e 100 Hz ( $p_1, p_2$  e  $p_3$ ). A largura de faixa do estimador para esta sintonia vale 400 Hz. Os controladores de corrente de eixo  $\hat{d}$  e de eixo  $\hat{q}$  têm larguras de faixas iguais e foram sintonizados para 250 Hz. A tensão de barramento CC é igual a 300 V. O inversor fonte de tensão simulado é ideal, isto é, não é implementado o efeito de tempo morto. O torque da carga é constante, correspondente a 25% do conjugado nominal da máquina.

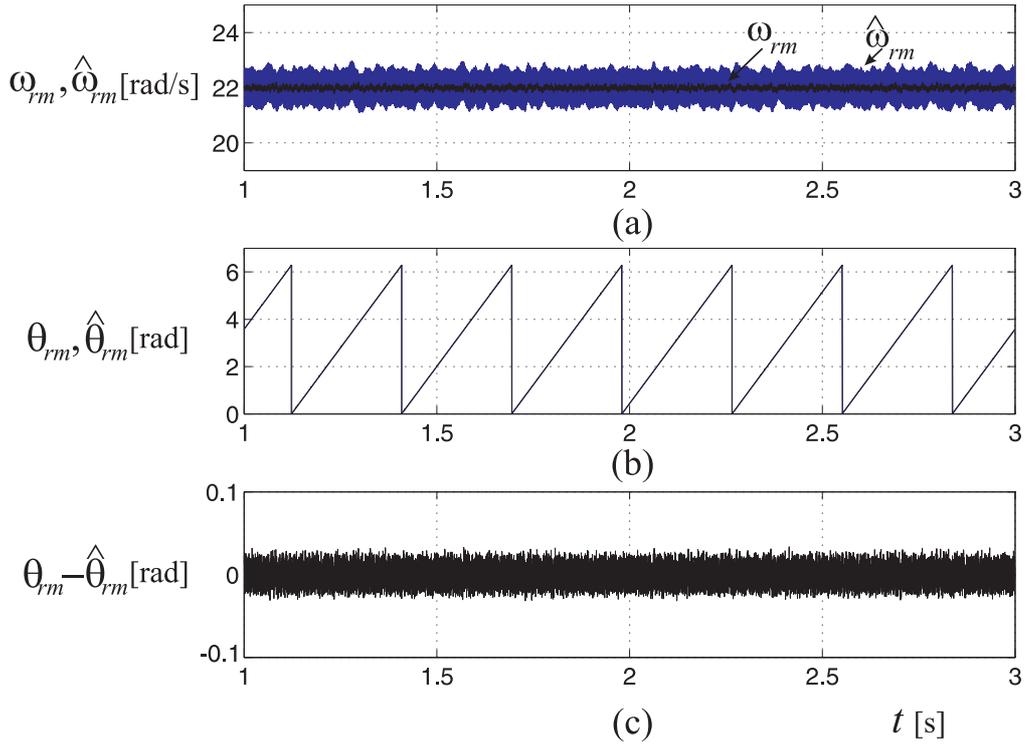


Figura 3.1: Controle de velocidade sem sensor de posição baseado na injeção de portadora girante, referência constante: (a) velocidades rotóricas ( $\omega_{rm}, \hat{\omega}_{rm}$ ), (b) posições rotóricas ( $\theta_{rm}, \hat{\theta}_{rm}$ ), (c) erro de posição ( $\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm}$ ).

Na Figura 3.2 são mostradas as formas de onda das correntes  $i_{sd}^s, i_{sq}^s$  e, o espectro do vetor corrente estatórica  $i_{sdq}^s$ . Na Figura 3.2(c) é destacada a localização das componentes do vetor corrente de alta frequência ( $i_{sdqh}^s$ ). Verifica-se a componente de sequência positiva situada em  $f_h$  (1,0 kHz) e a componente de sequência negativa localizada em  $-f_h + 2f_r$  (-972 Hz). É esta componente que contém a informação da posição da saliência rotórica ( $2\theta_r$ ). Este resultado está de acordo com a expressão do vetor corrente de alta frequência, equação (2.6).

Os resultados referentes ao controle de velocidade sem sensor de posição utilizando a injeção de tensão no eixo  $\hat{d}$  estão exibidos na Figura 3.3. Para este caso, a sintonia do observador de posição corresponde a 10, 50 e 100 Hz. A largura de faixa do estimador de posição vale 200 Hz. A referência de velocidade e os parâmetros dos controladores são os mesmos para o caso de injeção de portadora girante. O inversor de tensão é simulado como ideal. O espectro do vetor corrente estatórica para este tipo de injeção de sinal é exibido na Figura 3.4. Nas Figuras 3.4(b)-(c) são destacadas a localização das componentes do vetor corrente estatórica de alta frequência ( $i_{sdqh}^s$ ). Uma componente de sequência positiva situada em  $f_h + f_r$  (1014 Hz) e uma componente de sequência negativa localizada em  $-f_h + f_r$  (-986

Hz).

Os resultados referentes ao controle de velocidade sem sensor posição baseado na injeção de tensão no eixo  $\hat{q}$  são mostrados na Figura 3.5. Os polos do estimador de posição em malha fechada foram alocados para as frequências 10 Hz, 50 Hz e 100 Hz. As mesmas condições de teste foram repetidas para as outras duas técnicas de injeção de tensão. Observando-se a Figura, verifica-se que o sistema funciona corretamente, o erro de posição da mesma ordem que para o caso de injeção de tensão no eixo  $\hat{d}$ .

A Figura 3.6 mostra as componentes do vetor corrente estatórica: a componente fundamental  $f_r$  (14 Hz), a componente de sequência negativa  $-f_h + f_r$  (-986 Hz) e a componente de sequência positiva, situada em  $f_h + f_r$  (1014 Hz). A aplicação de tensão de alta frequência no referencial síncrono estimado do rotor, nos eixos  $\hat{d}$  ou  $\hat{q}$  produzem componentes situadas nas mesmas frequências. Entretanto, observando-se as Figuras 3.4 e 3.6, verifica-se que a injeção de tensão no eixo  $\hat{q}$  produz uma corrente de alta frequência com menor amplitude que aquela produzida pela aplicação de tensão no eixo  $\hat{d}$ . Isto acontece porque a aplicação de tensão de alta frequência em um eixo também produz uma corrente de alta frequência naquele eixo (Jang et al., 2004). A amplitude dessa corrente será definida pela impedância. Conseqüentemente, como o circuito equivalente do eixo  $\hat{d}$  tem impedância menor que a impedância do circuito equivalente do eixo  $\hat{q}$ , a corrente de alta frequência resultante da injeção no eixo  $\hat{d}$  terá maior amplitude.

Além disso, os espectros do vetor corrente estatórica para cada tipo de injeção de tensão não podem ser comparados diretamente uma vez que as frequências das componentes de sequência positiva e negativa são totalmente diferentes, conseqüência se o tipo de injeção ocorre no referencial estacionário (portadora girante) ou no referencial síncrono estimado (portadora pulsante). Portanto, as amplitudes de cada componente do vetor corrente estatórica para cada tipo de injeção não podem ser relacionadas, isto é, a amplitude da componente de sequência negativa para a injeção de portadora pulsante de eixo  $\hat{d}$  não deve ser comparada com a amplitude da componente de sequência negativa para a injeção de portadora girante<sup>1</sup>.

É importante ressaltar que para a mesma especificação do sinal de alta frequência, o

---

<sup>1</sup>As expressões para o vetor corrente estatórica  $i_{sdqh}^s$  para cada tipo de injeção de tensão estão no Apêndice C.

signal obtido após o estágio de demodulação para a técnica de injeção de portadora girante (Fig. 2.4) é o dobro do nível obtido para a mesma grandeza quando da injeção de portadora pulsante (Fig. 2.10), conforme expresso nas equações (2.8) e (2.14), respectivamente. Uma vez que o signal que contém a informação da posição rotórica em cada técnica de injeção de signal é diferente, para se obter a mesma resposta do estimador de posição em todas os métodos é necessário diferentes sintonias para cada observador de posição rotórica.

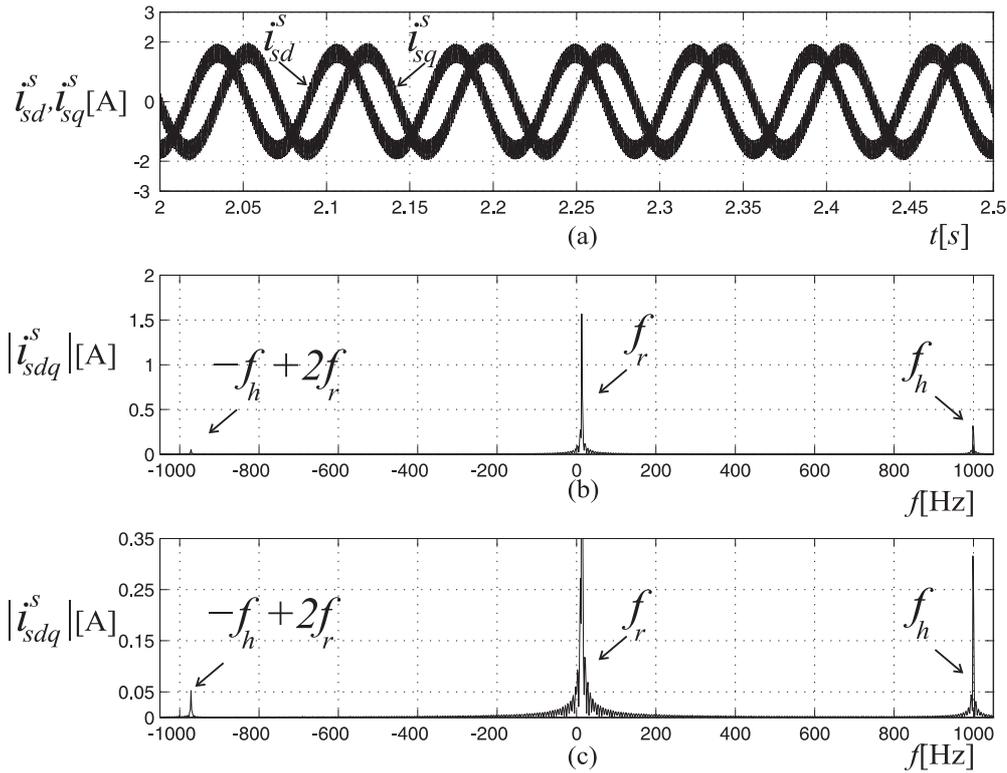


Figura 3.2: Injeção de portadora girante (60 V-1,0 kHz):(a) correntes  $i_{sd}^s$ ,  $i_{sq}^s$ , (b) espectro, (c) espectro - detalhe das componentes de alta frequência.

### B. Reversão de velocidade

O desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição rotórica utilizando cada uma das técnicas de injeção de signal foi testado para uma situação de reversão de velocidade. As Figuras 3.7-3.12 mostram os resultados referentes a cada tipo de técnica.

Em cada Figura são mostradas as curvas das velocidades mecânicas rotóricas ( $\omega_{rm}^*$ ,  $\omega_{rm}$ ), as posições mecânicas rotóricas ( $\theta_{rm}$ ,  $\hat{\theta}_{rm}$ ), o erro de posição ( $\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm}$ ). Para o teste, a referência de velocidade é alterada de 75 rpm (7,85 rad/s) para -75 rpm (-7,85 rad/s), no instante  $t = 2$ s. Em  $t = 3$ s, a referência de velocidade é novamente mudada de -75 rpm para 75 rpm. Os parâmetros dos controladores de velocidade e corrente para cada técnica de

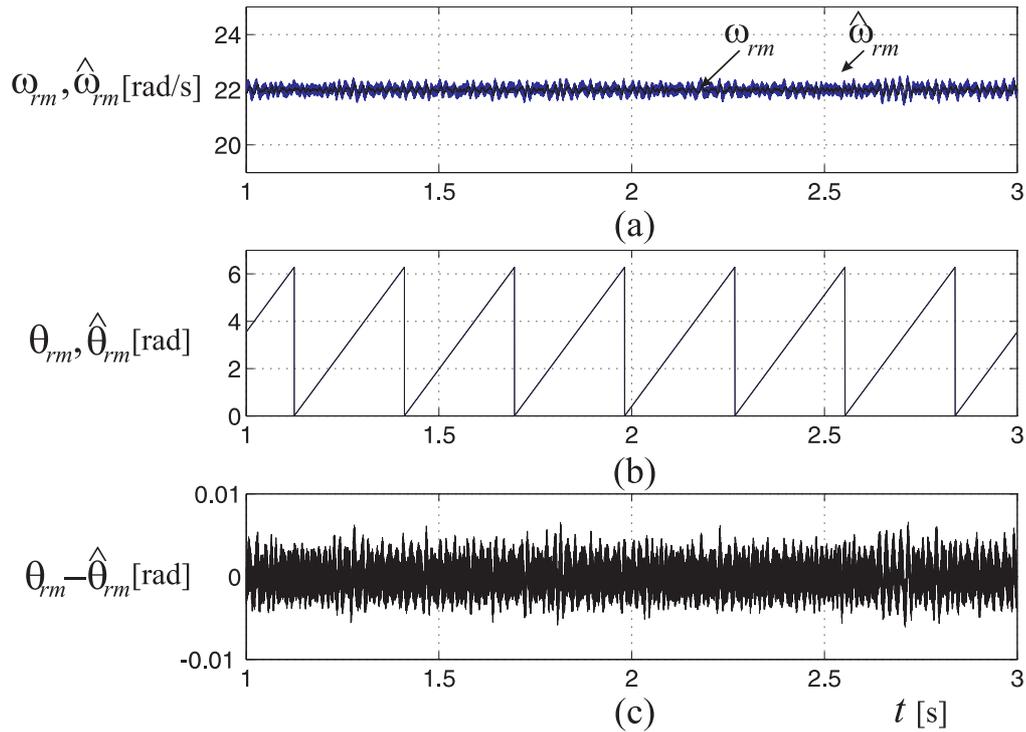


Figura 3.3: Controle de velocidade sem sensor de posição baseado na injeção de portadora pulsante ( $\hat{d}$ ), referência constante: (a) velocidades rotóricas ( $\omega_{rm}, \hat{\omega}_{rm}$ ), (b) posições rotóricas ( $\theta_{rm}, \hat{\theta}_{rm}$ ), (c) erro de posição ( $\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm}$ ).

estimação de posição são os mesmos para o teste com velocidade constante. Além disso, a sintonia de cada estimador de posição não foi alterada. O inversor fonte de tensão simulado é ideal, isto é, não é implementado o efeito de tempo morto. O torque da carga é mantido constante correspondente a 25% do conjugado nominal da máquina.

Os resultados das Figuras 3.7, 3.9 e 3.11 mostram as respostas do controle sem sensor de posição para cada técnica de injeção de tensão. Durante o regime permanente, o erro de posição é praticamente nulo. Todavia, após cada reversão de velocidade, verifica-se que o erro se modifica. Observa-se que todas os estimadores de posição são afetadas durante os transitórios de velocidade. Esta perturbação se deve as transições da corrente fundamental que ocorrem durante as reversões de rotação. Durante as transições da corrente fundamental, além da frequência fundamental, é produzido um conteúdo harmônico adicional, incluindo a frequência do sinal injetado (Briz et al., 2000), (Ovrebo, 2004). Como consequência, se este sinal tem frequência dentro da largura de faixa do filtro passa-faixa utilizado para extrair as componentes de alta frequência, ele será captado pelo estimador de posição, produzindo oscilações na posição estimada.

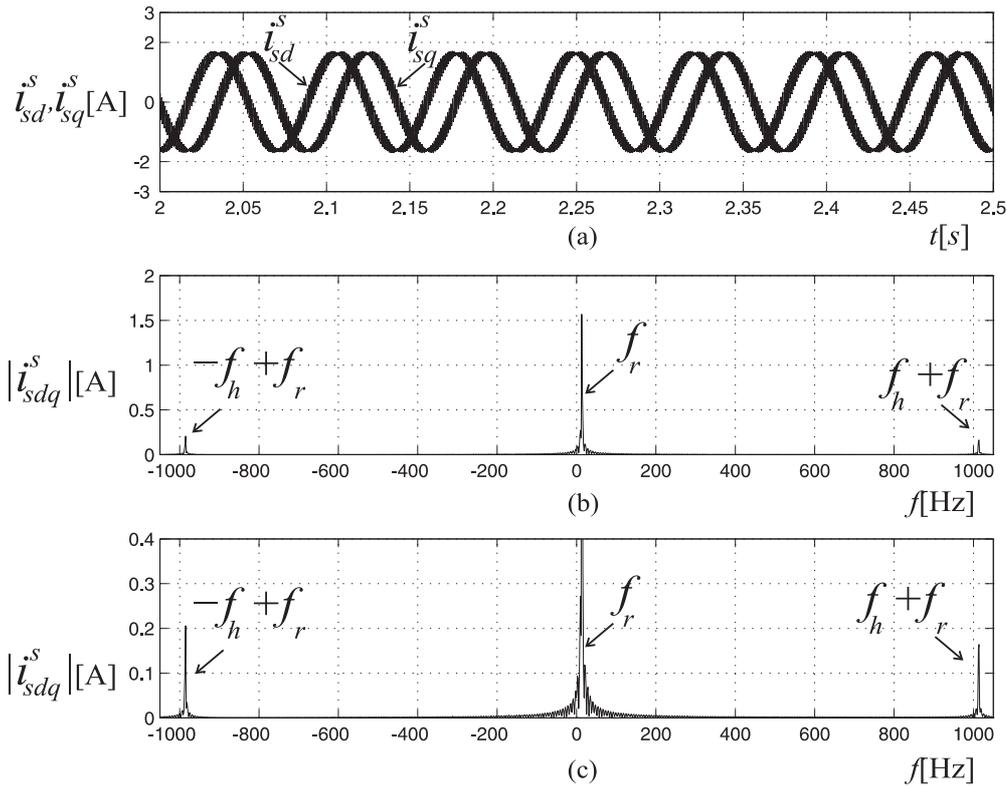


Figura 3.4: Injeção de portadora pulsante  $\hat{d}$  (60 V-1,0 kHz):(a) correntes  $i_{sd}^s$ ,  $i_{sq}^s$ , (b) espectro, (c) espectro - detalhe das componentes de alta frequência.

O efeito da transição da corrente fundamental nas posições estimadas por cada técnica pode ser visualizado nas Figuras 3.8, 3.10 e 3.12. Para a técnica de injeção de portadora girante, na Figura 3.8 é mostrado o efeito da transição da corrente de fase 1 ( $i_{s1}$ ) no instante  $t = 2s$  na corrente de alta frequência  $i_{sdh}^s$ , utilizada juntamente com a corrente  $i_{sqh}^s$  para extração da informação da posição rotórica. A perturbação causada pela transição da componente fundamental da corrente se propaga pelo estimador e provoca uma variação da posição estimada. Na Figura 3.10 é mostrada a influência da transição da corrente fundamental para a técnica de injeção de portadora pulsante  $\hat{d}$  como a variação da corrente no referencial síncrono estimado  $i_{sqh}^{\hat{r}}$  e a perturbação produzida na posição estimada pela técnica (Figura 3.10(d)). De modo análogo, a Figura 3.12 mostra as respostas para a técnica de injeção de portadora pulsante  $\hat{q}$ .

Para minimizar o efeito do transitório da corrente fundamental deve ser implementado uma técnica de desacoplamento. De forma geral, o desacoplamento da componente fundamental é baseada no emprego de uma cascata de filtros *Band stop* para a injeção de portadora girante (Briz et al., 2000) ou um esquema de filtragem síncrona no referencial síncrono do

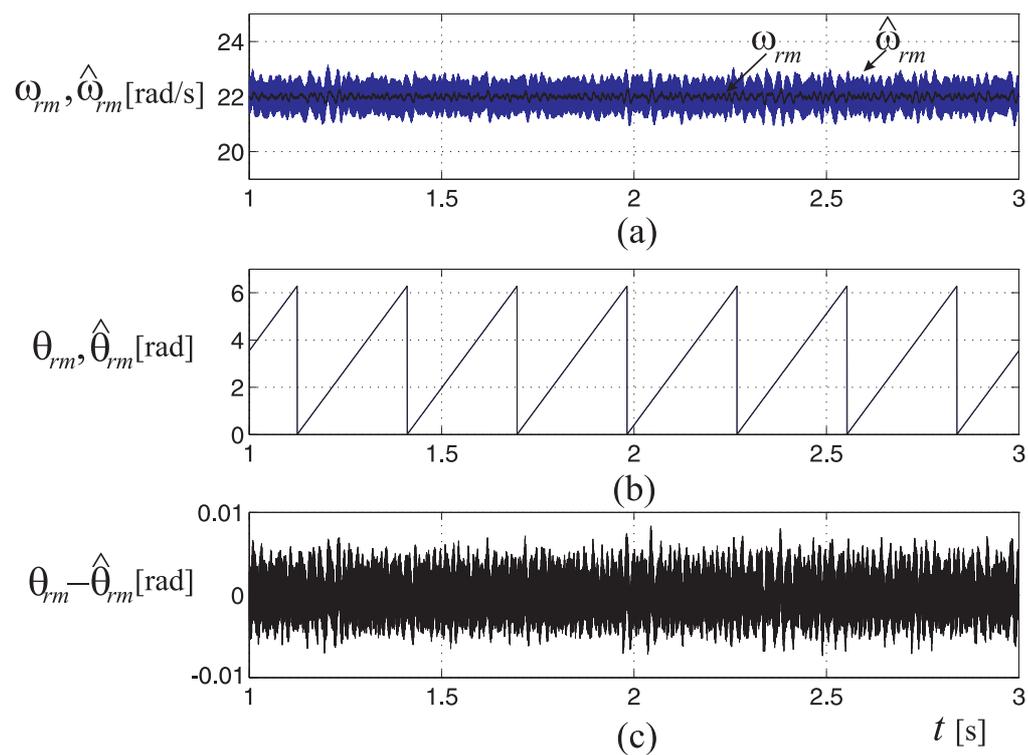


Figura 3.5: Controle de velocidade sem sensor de posição baseado na injeção de portadora pulsante ( $\hat{q}$ ), referência constante: (a) velocidades rotóricas ( $\omega_{rm}, \hat{\omega}_{rm}$ ), (b) posições rotóricas ( $\theta_{rm}, \hat{\theta}_{rm}$ ), (c) erro de posição ( $\theta_{rm} - \hat{\theta}_{rm}$ ).

rotor para a técnica de injeção de portadora pulsante (Kim e Lorenz, 2004).

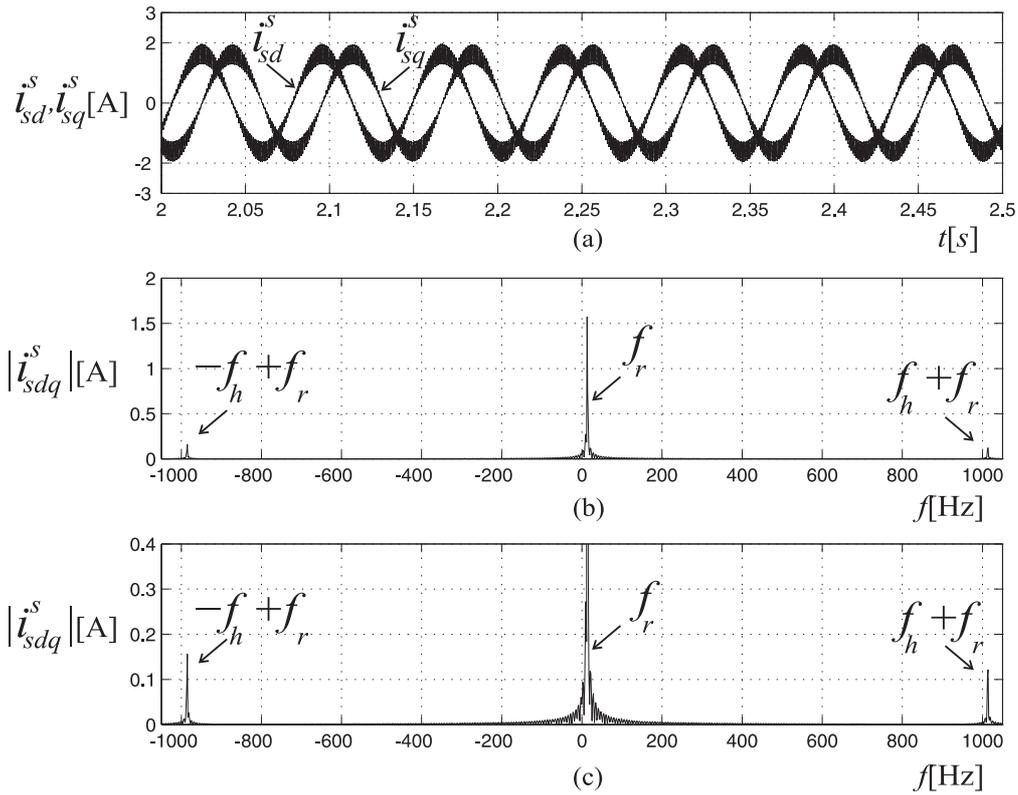


Figura 3.6: Injeção de portadora pulsante  $\hat{q}$  (60 V-1,0 kHz):(a) correntes  $i_{sd}^s$ ,  $i_{sq}^s$ , (b) espectro, (c) espectro - detalhe das componentes de alta frequência.

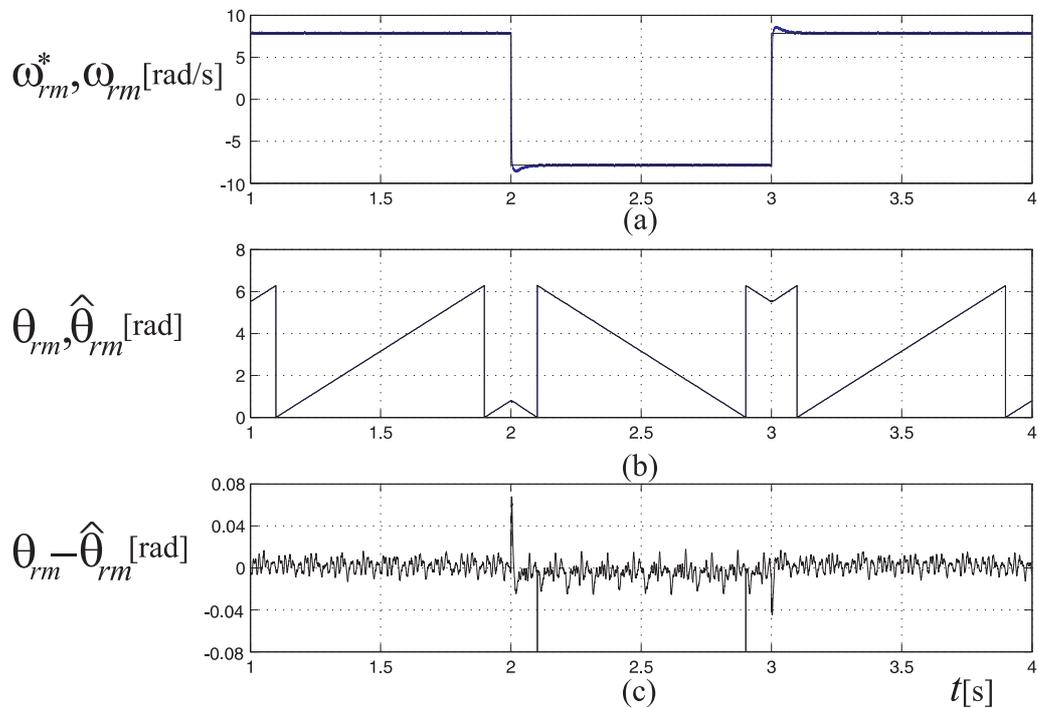


Figura 3.7: Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora girante, reversão de velocidade: (a) velocidades, (b) posições, (c) erro.

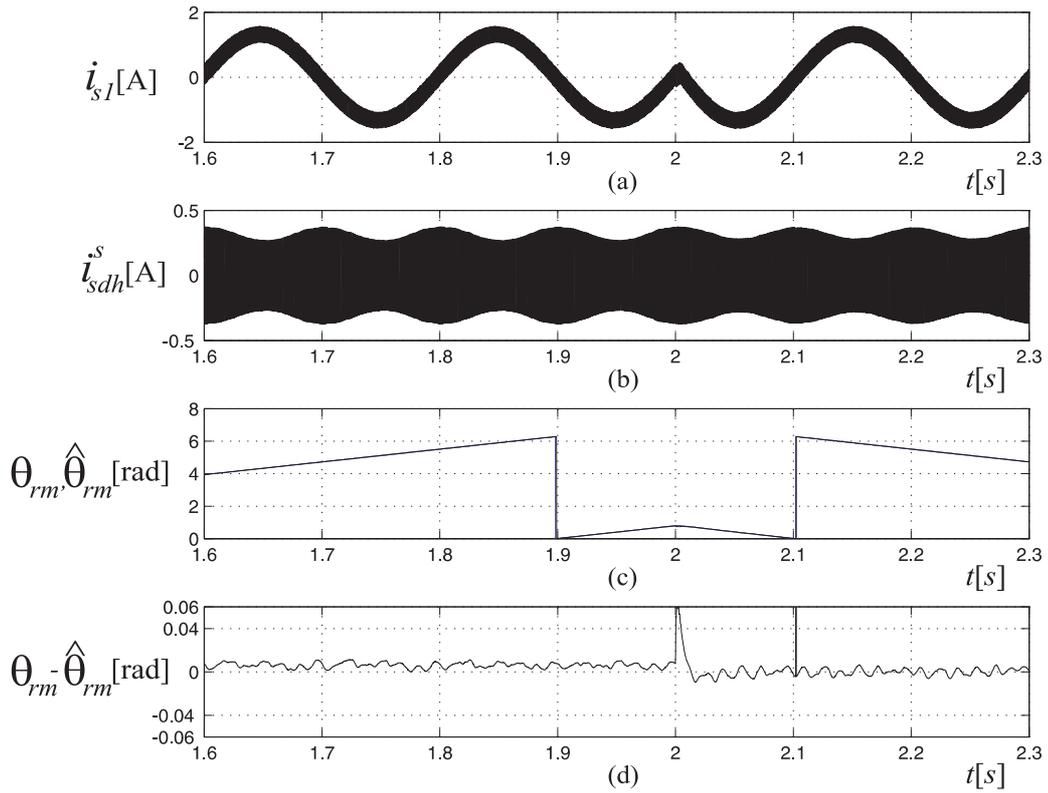


Figura 3.8: Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora girante, reversão de velocidade: (a) corrente  $i_{s1}$ , (b) corrente  $i_{sdh}^s$ , (c) posições rotóricas, (d) erro.

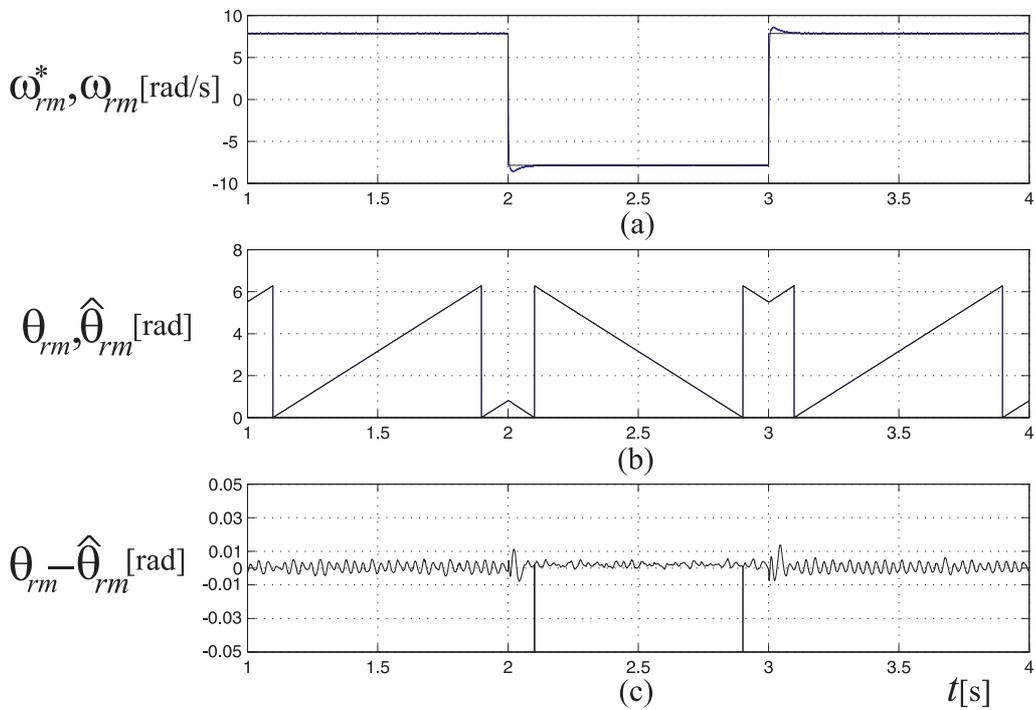


Figura 3.9: Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora pulsante ( $\hat{d}$ ), reversão de velocidade: (a) velocidades, (b) posições, (c) erro.

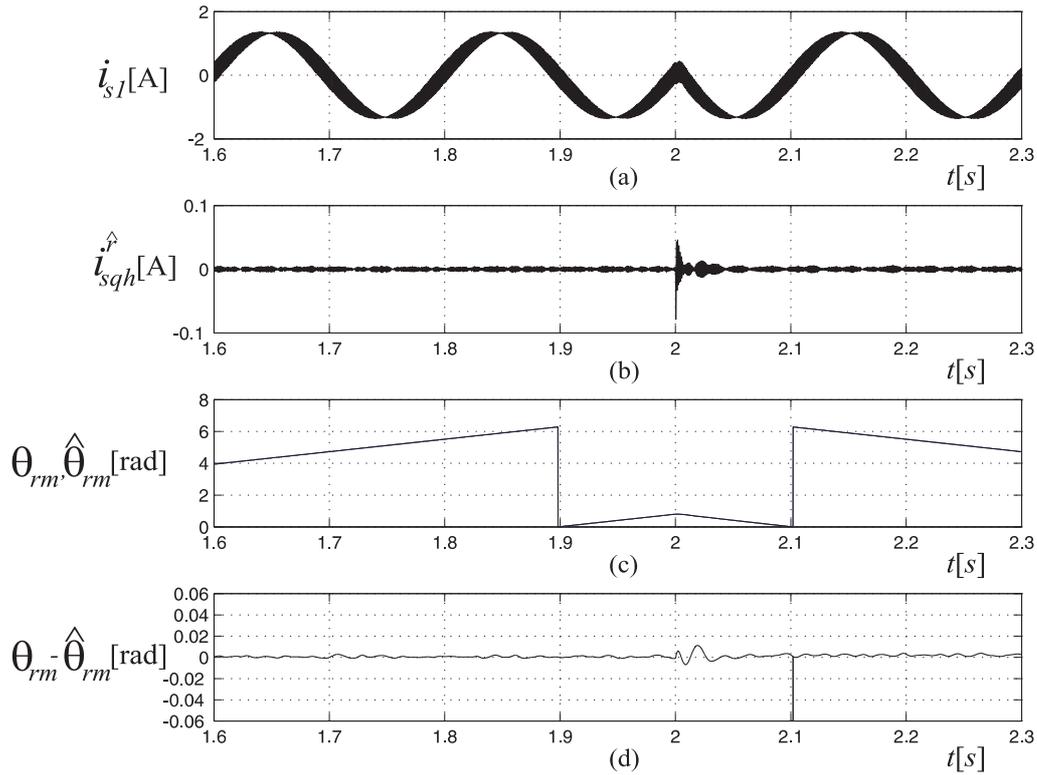


Figura 3.10: Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora pulsante ( $\hat{d}$ ), reversão de velocidade: (a) corrente  $i_{s1}$ , (b) corrente  $i_{sqh}^r$ , (c) posições rotóricas, (d) erro.

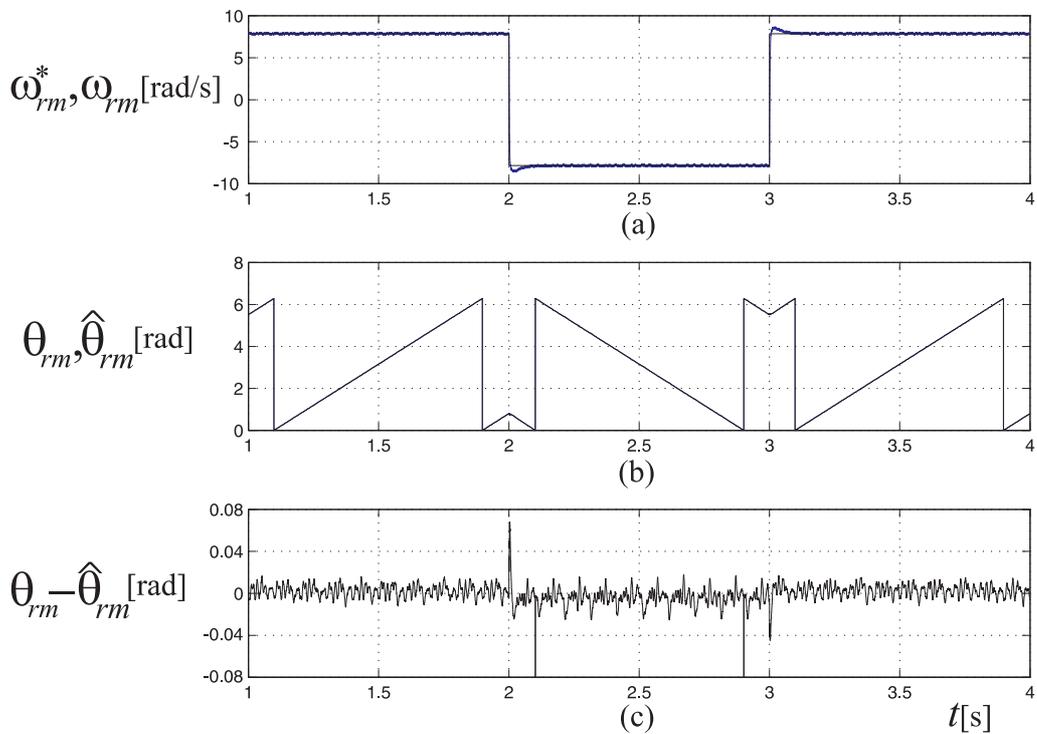


Figura 3.11: Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora pulsante ( $\hat{q}$ ), reversão de velocidade: (a) velocidades, (b) posições, (c) erro.

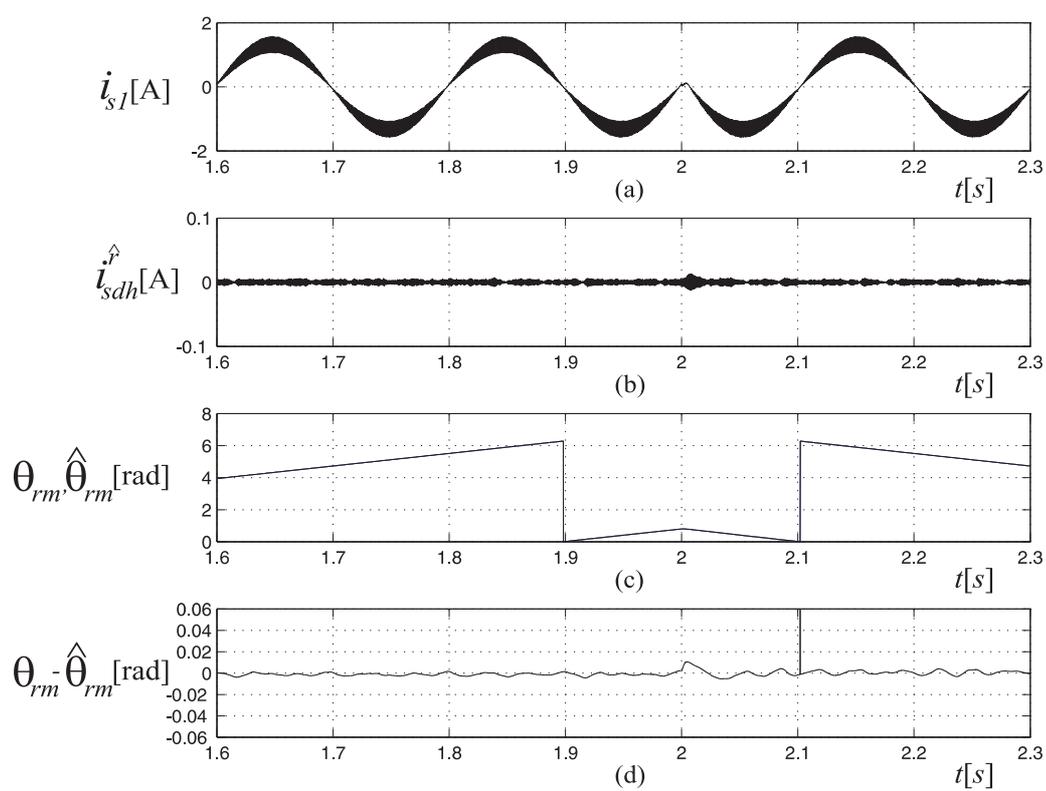


Figura 3.12: Controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de portadora pulsante ( $\hat{q}$ ), reversão de velocidade: (a) corrente  $i_{s1}$ , (b) corrente  $i_{sdh}$ , (c) posições rotóricas, (d) erro.

### 3.3.2 Robustez às não-linearidades do inversor

Esta seção tem por objetivo apresentar os efeitos das não-linearidades do inversor fonte de tensão para as técnicas de injeção de sinal de tensão e suas consequências no desempenho do algoritmo de estimação de posição da saliência. Inicialmente, será discutido o efeito na geração do sinal de tensão e a distorção da corrente de alta frequência no sinal que contém a informação da posição do rotor. As não-linearidades do inversor fonte de tensão estudadas correspondem ao efeito do tempo morto e o efeito do cruzamento por zero da corrente fundamental.

Considere o esquema de injeção de sinal representado na Figura 3.13. Se um sinal de alta frequência é sobreposto a excitação fundamental, a relação entre as tensões entrada/saída do inversor fonte de tensão é dada por:

$$\bar{v}_t = \bar{v}_s^* - \bar{v}_d = \bar{v}_f^* + \bar{v}_h^* - \bar{v}_d \quad (3.1)$$

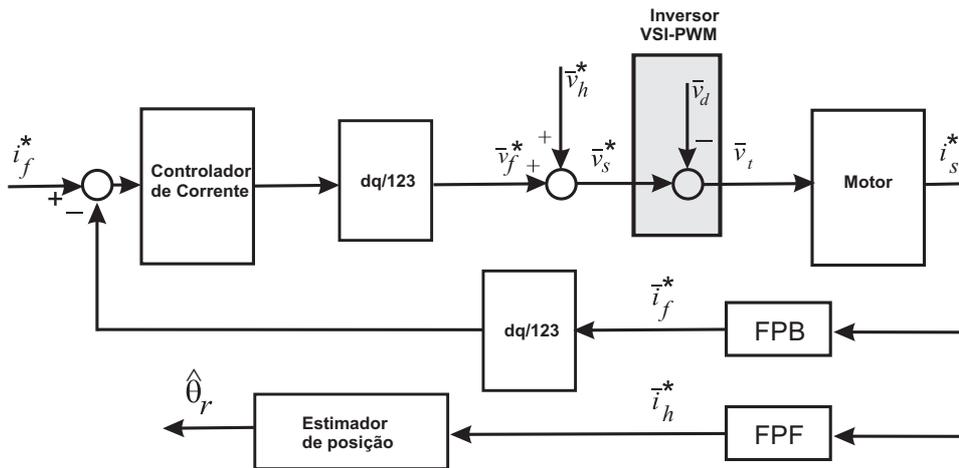


Figura 3.13: Controle de corrente do motor com inversor fonte de tensão com tempo morto.

Onde  $v_t$  denota a tensão de saída do inversor,  $\bar{v}_s^*$  indica a tensão de comando do inversor,  $\bar{v}_f^*$  representa o vetor tensão de saída do controlador de corrente,  $\bar{v}_h^*$  indica a tensão de alta frequência,  $\bar{v}_d$  é a tensão resultante das não-linearidades do inversor fonte de tensão.

O erro de tensão provocado pelo efeito de tempo morto do inversor incluindo o efeito de cruzamento por zero da corrente fundamental (*Zero-Current Clamping Effect*) para uma fase arbitrária, é dado por (Choi e Seok, 2007):

$$v_d = \left( \frac{T_{dt} - T_{tr}}{T_s} \right) E_d \text{sign}(i_s) \quad (3.2)$$

Em (3.2),  $T_{dt}$  representa o intervalo referente ao tempo morto efetivo,  $T_{tr}$  indica o tempo de decaimento da corrente devido as capacitâncias parasitas para um IGBT em torno da região de cruzamento por zero.  $T_s$  representa o período de amostragem,  $E_d$  denota a tensão de barramento CC e  $i_s$  é a corrente de fase.

Choi e Seok (2007) realizaram um estudo no qual foi avaliado o valor dos tempos  $T_{tr}$  em função do módulo da corrente estatórica ( $|i_s|$ ). Segundo os autores, essa relação pode ser escrita como:

$$T_{tr} \approx \begin{cases} T_{dt}(|i_s| - 1)^4 & , \text{ se } |i_s| < 1 \\ 0 & , \text{ se } |i_s| \geq 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

Onde:

$$i_s = i_f + i_h \quad (3.4)$$

A partir da combinação de (3.2), (3.3) e (3.4), a tensão  $v_d$  pode ser escrita como<sup>2</sup>:

$$v_d = v_{df}(i_f) + v_{dh}(i_h) + v_{dfh}(i_f, i_h) \quad (3.5)$$

Em (3.5),  $v_{df}$  indica a distorção de tensão resultante da corrente fundamental,  $v_{dh}$  denota a distorção de tensão devido a componente de alta frequência e,  $v_{dfh}$  é o termo de acoplamento resultante da interação entre a componente fundamental e a componente de alta frequência. A Figura 3.14 apresenta os resultados de simulação quando a corrente de fase é composta por uma componente fundamental que varia entre  $-1,0$  e  $1,0$  A e uma componente de alta frequência  $i_h$  com especificação  $0,2$  A- $1.000$  Hz. Pode-se observar que a componente da distorção de tensão referente a alta frequência ( $v_{dh}$ ) pode ser aproximada como função da corrente de alta frequência ( $i_h$ ) por:

$$v_{dh} \simeq \beta i_h \quad (3.6)$$

Verifica-se que a tensão de distorção  $v_{dh}$  tem a mesma frequência da corrente portadora  $i_h$  e está em fase com esta. A constante  $\beta$  representa um fator de distorção que depende dos parâmetros do dispositivo semiconductor e da tensão de barramento ( $E_d$ ). O modelo dos efeitos das não-linearidades do inversor na componente de alta frequência pode ser representado como na Figura 3.15 (Choi e Seok, 2007).

---

<sup>2</sup>As expressões completas das distorções provocadas pelas não-linearidades do inversor encontram-se em (Choi e Seok, 2007).

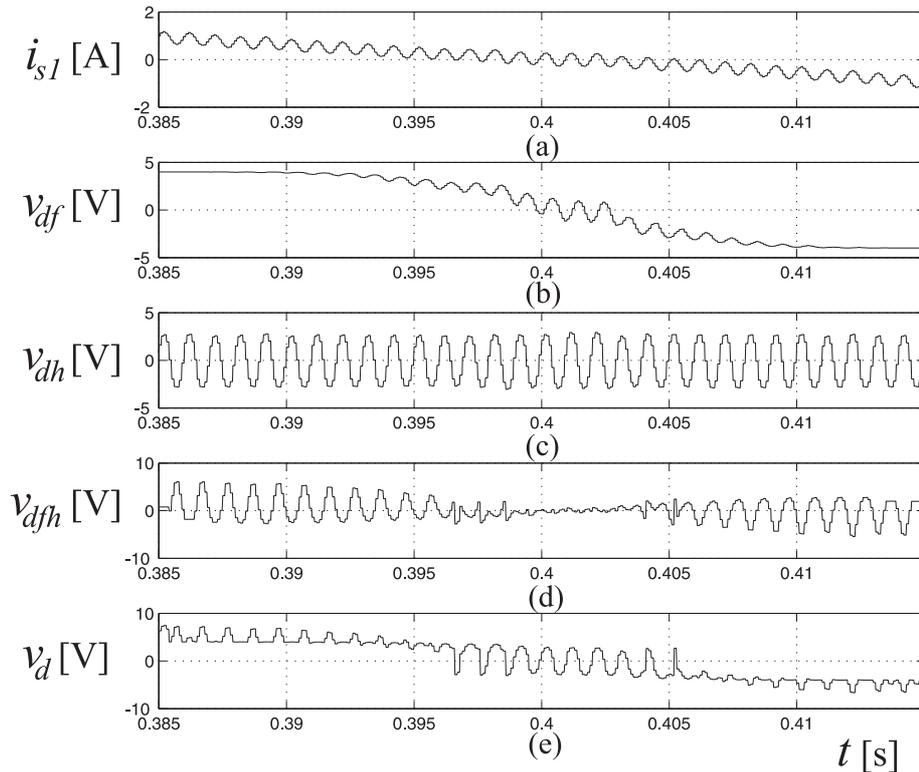


Figura 3.14: Distorção de tensão devido ao efeito do tempo morto e cruzamento por zero da corrente fundamental: (a) corrente de fase  $i_{s1}$ , (b) distorção de tensão relativa a componente fundamental  $i_{s1}$ , (c) distorção de tensão relativa a componente alta frequência  $i_{sh}$ , (d) distorção de tensão relativa a  $i_{s1}$  e  $i_{sh}$ , (e) distorção total de tensão  $v_d$ .

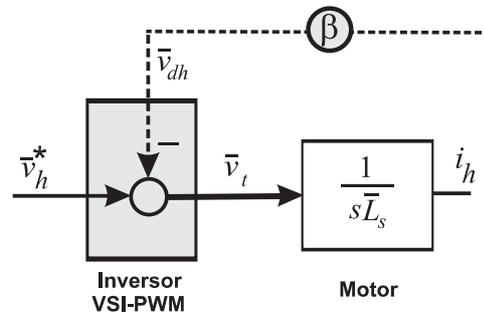


Figura 3.15: Modelo que representa o efeito da distorção de tensão devido a componente  $i_h$ .

Segundo o estudo realizado por Guerrero et al. (2005), esta distorção de tensão deve-se à influência das capacitâncias parasitas das chaves do inversor quando a corrente fundamental se aproxima de zero. A tensão de alta frequência  $v_{dh}$  é modelada por um erro de tensão na frequência  $f_h$ . Esse efeito provoca a diminuição da amplitude e um atraso de fase da corrente de alta frequência  $i_h$ .

Como consequência, ocorre uma distorção dos sinais resultantes do processamento das

correntes de alta frequência para extração da informação da posição. Isto por sua vez, representa um fator limitante no desempenho de estratégias de estimação de posição rotórica baseadas em saliência magnética. Para compreender a influência das não-linearidades do inversor fonte de tensão no desempenho das técnicas de injeção de tensão, são apresentadas a seguir, as deduções dos erros provocados em cada esquema de injeção de tensão assumindo que as não-linearidades do inversor podem ser representadas pelo parâmetro  $\beta$ .

**Injeção de portadora girante** - Considere a injeção de portadora girante no referencial estacionário na qual utiliza-se um inversor ideal. Conforme discutido no capítulo anterior, as correntes de alta frequência ( $i_{sdqh}^s$ ) podem ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} i_{sdh}^s \\ i_{sqh}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{h0} \sin(\omega_h t) + I_{h1} \sin(2\theta_r - \omega_h t) \\ I_{h0} \cos(\omega_h t) + I_{h1} \cos(2\theta_r - \omega_h t) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

onde:

$$I_{h0} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{L_s}{L_s^2 - \Delta L_s^2}, I_{h1} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{\Delta L_s}{L_s^2 - \Delta L_s^2}, L_s = L_{med}, \Delta L_s = -L_{dif} \quad (3.8)$$

Por outro lado, quando o inversor fonte de tensão apresenta não-linearidades, pode-se escrever para o modelo de alta frequência:

$$\begin{bmatrix} v_{sdh}^s \\ v_{sqh}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(L_s - \Delta L_s \cos(2\theta_r)) + \beta & -s\Delta L_s \sin(2\theta_r) \\ -s\Delta L_s \sin(2\theta_r) & s(L_s + \Delta L_s \cos(2\theta_r)) + \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdh}^s \\ i_{sqh}^s \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Resolvendo (3.9) em termos das correntes  $i_{sdh}^s, i_{sqh}^s$ , tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_{sdh}^s \\ i_{sqh}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I'_{h0} \sin(\omega_h t) + I'_{h1} \sin(2\theta_r - \omega_h t) + I'_{h2} \sin(\omega_h t) \\ I'_{h0} \cos(\omega_h t) + I'_{h1} \cos(2\theta_r - \omega_h t) + I''_{h2} \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

onde:

$$I'_{h0} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{L_s}{\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2) + s2\beta L_s} \quad (3.11)$$

$$I'_{h1} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{\Delta L_s}{\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2) + s2\beta L_s}$$

$$I'_{h2} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{-\beta}{\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2) + s2\beta L_s} \quad (3.12)$$

$$I''_{h2} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{\beta}{\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2) + s2\beta L_s}$$

Fazendo a substituição do operador de Laplace  $s = j\omega_h$  em (3.11)-(3.12), podemos escrever:

$$\begin{bmatrix} i_{sdh}^s \\ i_{sqh}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I'_{h0} \sin(\omega_h t - \varphi) + I'_{h1} \sin(2\theta_r - \omega_h t - \varphi) + I'_{h2} \sin(\omega_h t - \rho) \\ I'_{h0} \cos(\omega_h t - \varphi) + I'_{h1} \cos(2\theta_r - \omega_h t - \varphi) + I''_{h2} \cos(\omega_h t - \rho) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

onde:

$$\begin{aligned} I'_{h0} &= \frac{V_h}{\omega_h} \frac{L_s}{\sqrt{(\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2))^2 + (2\beta\omega_h L_s)^2}} \\ I'_{h1} &= \frac{V_h}{\omega_h} \frac{\Delta L_s}{\sqrt{(\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2))^2 + (2\beta\omega_h L_s)^2}} \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} I'_{h2} &= \frac{V_h}{\omega_h} \frac{-\beta}{\sqrt{(\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2))^2 + (2\beta\omega_h L_s)^2}} \\ I''_{h2} &= \frac{V_h}{\omega_h} \frac{\beta}{\sqrt{(\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2))^2 + (2\beta\omega_h L_s)^2}} \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{2\beta\omega_h L_s}{\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2)}\right) \quad \rho = -\arctan\left(\frac{2\beta\omega_h L_s}{\beta^2 - \omega_h^2(L_s^2 - \Delta L_s^2)}\right) \quad (3.16)$$

Portanto, verifica-se que o efeito combinado do tempo morto do inversor com o cruzamento da corrente fundamental por zero provoca uma modificação na amplitude da portadora, insere um atraso de fase ( $\varphi$ ) e adiciona um termo função de  $\beta$ . Assim, considerando-se o esquema de demodulação por produto heterodino (Figura 2.4), o erro de estimação ( $\varepsilon$ ) deixa de ser uma grandeza escalar simples diretamente proporcional ao erro de posição ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ). O esquema de demodulação do sinal de erro de posição ( $\varepsilon$ ) deve considerar esses efeitos ou, deve ser empregado uma estratégia de compensação do tempo morto do inversor.

Para demonstrar os efeitos das imperfeições na geração da tensão produzida pelo inversor fonte de tensão, foram simuladas duas condições de operação do sistema de controle utilizando a injeção de portadora girante em controle de velocidade para uma frequência fundamental de 5 Hz. A magnitude e frequência da tensão de alta frequência valem 60 V-1,0 kHz. O sistema de controle com utiliza um inversor ideal. Os resultados são mostrados na Figura 3.16. Na Figura 3.16 são mostrados a corrente de fase ( $i_{s1}$ ), as correntes de alta frequência demoduladas ( $i_{sdh}^s$  e  $i_{sqh}^s$ ), as posições rotóricas medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ), e o

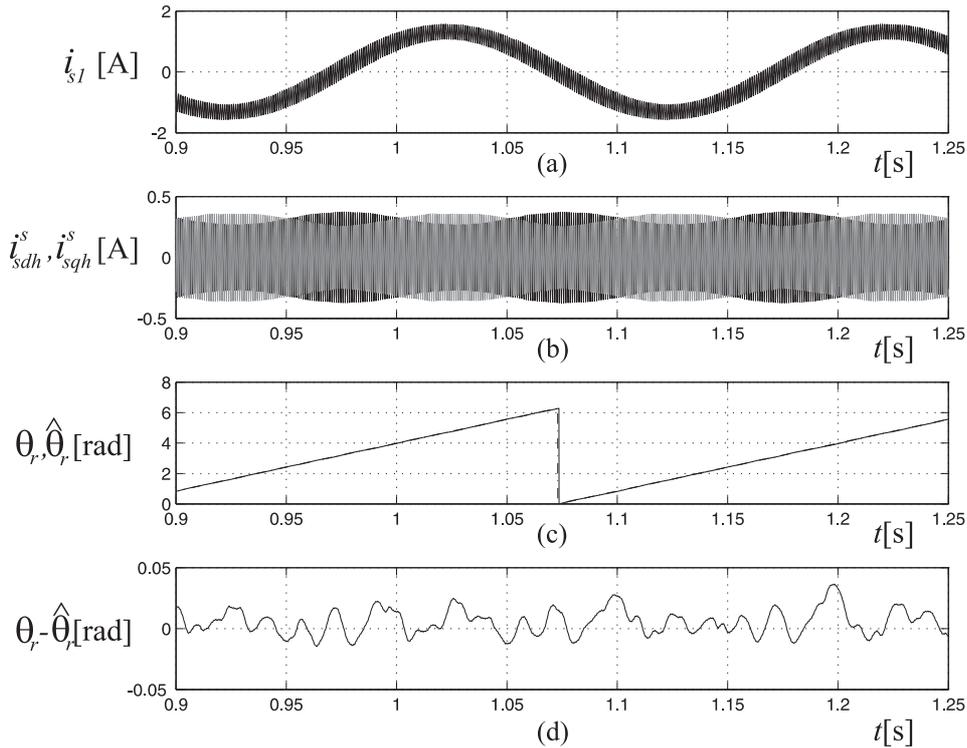


Figura 3.16: Injeção de portadora girante com inversor ideal: corrente de fase  $i_{s1}$ , correntes de alta frequência ( $i_{sdh}^s, i_{sqh}^s$ ), posições medida e estimada ( $\theta_r$  e  $\hat{\theta}_r$ ), erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ).

erro de posição ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ). Posteriormente, o sistema foi simulado utilizando um inversor com tempo morto de  $2,5 \mu\text{s}$ . Os resultados da operação estão exibidos na Figura 3.17.

Observando-se os resultados, pode-se constatar que a presença das não-linearidades do inversor provoca uma distorção na modulação de amplitude das correntes  $i_{sdh}^s$  e  $i_{sqh}^s$ . Como consequência, a posição estimada pelo algoritmo observador apresenta um erro de estimação com uma frequência de 6 vezes a frequência da posição rotórica. Isto indica que a técnica de injeção de portadora girante é afetada pelas distorções provocadas pelas não-linearidades do inversor fonte de tensão.

**Injeção de portadora pulsante (eixo  $\hat{d}$ )** - Para a injeção de portadora pulsante, deve-se escrever o modelo de alta frequência que considera as não-linearidades do inversor no referencial síncrono estimado do rotor. O modelo considerando as não-linearidades do inversor no referencial síncrono estimado está representado na Figura 3.18. Aplicando a transformação entre os referenciais estacionário e síncrono estimado ao modelo (3.9), obtém-

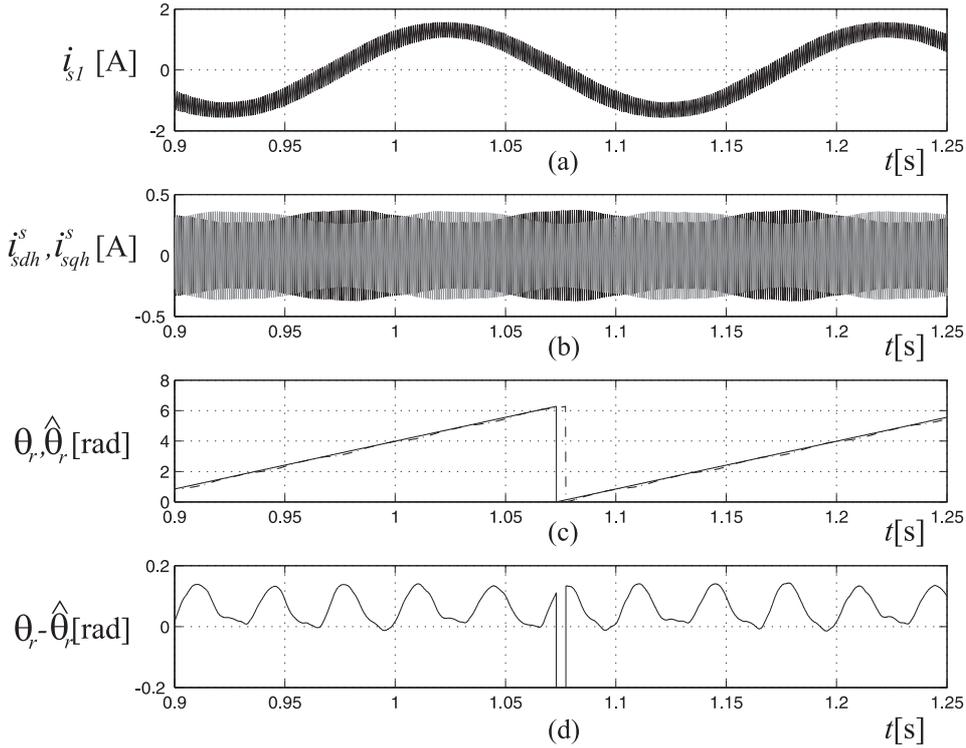


Figura 3.17: Injeção de portadora girante com inversor com tempo morto igual a  $2,5\mu s$ : corrente de fase  $i_{s1}$ , correntes de alta frequência ( $i_{sdh}^s, i_{sqh}^s$ ), posições medida e estimada ( $\theta_r$  e  $\hat{\theta}_r$ ), erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ).

se (Kwon, Choi e Seok, 2007):

$$\begin{bmatrix} v_{sdh}^{\hat{r}} \\ v_{sqh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(L_s - \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r)) + \beta \cos^2 \hat{\theta}_r & -s\Delta L_s \sin(2\tilde{\theta}_r) - \frac{\beta}{2} \sin 2\hat{\theta}_r \\ -s\Delta L_s \sin(2\tilde{\theta}_r) - \frac{\beta}{2} \sin 2\hat{\theta}_r & s(L_s + \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r)) + \beta \sin^2 \hat{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdh}^{\hat{r}} \\ i_{sqh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Resolvendo a equação matricial em termos das correntes de alta frequência  $i_{sdh}^{\hat{r}}$  e  $i_{sqh}^{\hat{r}}$ :

$$i_{sdh}^{\hat{r}} = \frac{\left( s(L_s + \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r)) + \beta \sin^2 \hat{\theta}_r \right) v_{sdh}^{\hat{r}}}{s^2 L_s^2 - s^2 \Delta L_s^2 + \beta s L_s + \beta s \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r + 2\hat{\theta}_r)} \quad (3.18)$$

$$i_{sqh}^{\hat{r}} = \frac{\left( s\Delta L_s \sin(2\tilde{\theta}_r) + \frac{\beta}{2} \sin^2 \hat{\theta}_r \right) v_{sdh}^{\hat{r}}}{s^2 L_s^2 - s^2 \Delta L_s^2 + \beta s L_s + \beta s \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r + 2\hat{\theta}_r)} \quad (3.19)$$

Sendo o operador de Laplace  $s = j\omega_h$  e substituindo  $v_{sdh}^{\hat{r}} = V_h \cos(\omega_h t)$  em (3.19), tem-se para a corrente de alta frequência de eixo  $\hat{q}$ :

$$i_{sqh}^{\hat{r}} = \frac{\left( j\omega_h \Delta L_s \sin(2\tilde{\theta}_r) + \frac{\beta}{2} \sin^2 \hat{\theta}_r \right) V_h \cos(\omega_h t)}{(j\omega_h)^2 L_s^2 - (j\omega_h)^2 \Delta L_s^2 + \beta (j\omega_h) L_s + \beta (j\omega_h) \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r + 2\hat{\theta}_r)} \quad (3.20)$$

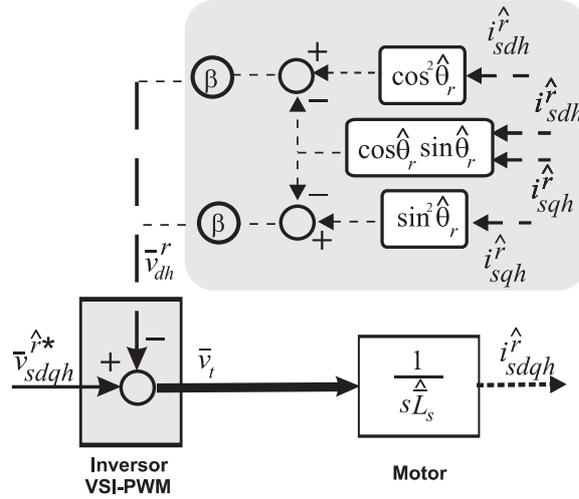


Figura 3.18: Modelo que considera os efeitos das distorções de tensão devido as não-linearidades do inversor.

Podemos escrever a corrente de alta frequência  $\hat{q}$  como:

$$\hat{i}_{sqh}^r = \frac{\omega_h \Delta L_s \sin(2\tilde{\theta}_r)}{\sqrt{((- \omega_h^2) (L_s^2 - \Delta L_s^2))^2 + (\omega_h (\beta L_s + \beta \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r + 2\hat{\theta}_r)))^2}} V_h \cos(\omega_h t + \phi) + f_h \quad (3.21)$$

onde:

$$\phi = \arctan \left( \frac{\omega_h (\beta L_s + \beta \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r + 2\hat{\theta}_r))}{(-\omega_h^2) (L_s^2 - \Delta L_s^2)} \right) \quad (3.22)$$

$$f_h = \left( \frac{\beta}{2} \sin^2 \hat{\theta}_r \right) \frac{V_h \cos(\omega_h t + \phi)}{\sqrt{((- \omega_h^2) (L_s^2 - \Delta L_s^2))^2 + (\omega_h (\beta L_s + \beta \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r + 2\hat{\theta}_r)))^2}} \quad (3.23)$$

Conforme discutido no Capítulo 2, o esquema de demodulação típico para uma extração da informação da posição tem como primeiro estágio o produto por um sinal em quadratura com a tensão injetada ( $\sin(\omega_h t)$ ). Aplicando o resultado desse produto a entrada de um filtro passa-baixas tem-se como saída um sinal proporcional ao erro de posição ( $f(\tilde{\theta}_r)$ ):

$$f(\tilde{\theta}_r) \approx \frac{\omega_h \Delta L_s \sin(2\tilde{\theta}_r)}{\sqrt{((- \omega_h^2) (L_s^2 - \Delta L_s^2))^2 + (\omega_h (\beta L_s + \beta \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r + 2\hat{\theta}_r)))^2}} V_h \cos(\omega_h t + \phi) \sin(\omega_h t) \quad (3.24)$$

Portanto, pode-se concluir que o sinal resultante da demodulação apresenta-se atenuado e com um ângulo de fase  $\phi$  em relação ao sinal  $\sin(\omega_h t)$ . Isto representa um erro de

demodulação da corrente  $\hat{i}_{sqh}^r$ . Além disso, verifica-se que o ângulo de fase ( $\phi$ ) é função dos parâmetros do modelo de alta frequência da máquina ( $L_s, \Delta L_s$ ) e da constante  $\beta$ , que representa as não-linearidades do inversor. Portanto, em condições as quais o inversor fonte de tensão apresenta tempo morto, o sinal  $f(\hat{\theta}_r)$  é modificado e, espera-se uma degradação do desempenho do estimador de posição.

Esses efeitos na corrente portadora resultante da injeção de sinal culminam em distorções na posição estimada. De acordo com a literatura, os erros de estimação de posição ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ) apresentam uma frequência de 6 vezes a frequência da posição rotórica ( $\theta_r$ ). Portanto, essas distorções provocarão a degradação do sinal que contém a informação relacionada a posição do rotor e/ou a posição do fluxo rotórico.

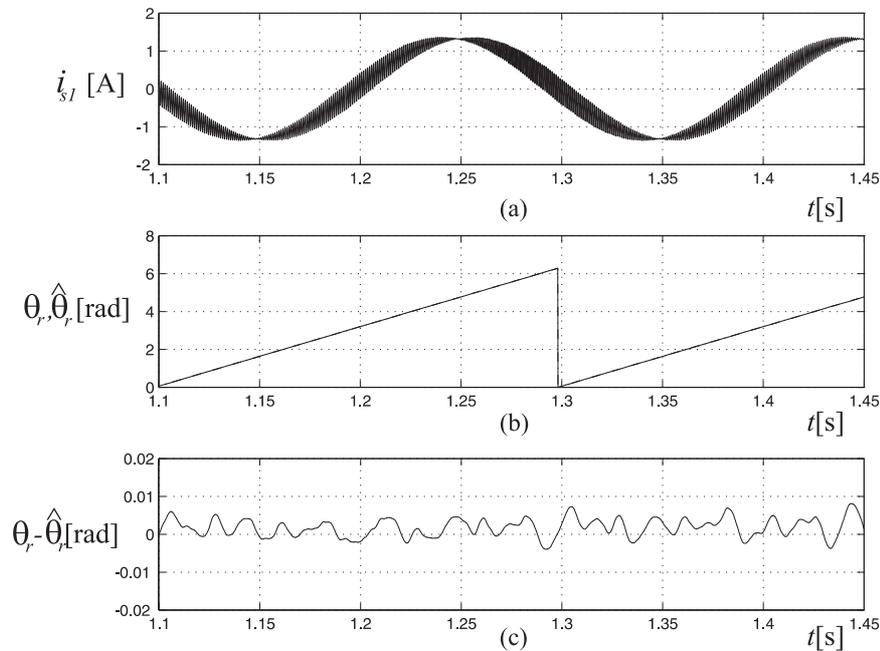


Figura 3.19: Injeção de portadora pulsante ( $\hat{d}$ ), inversor ideal: corrente de fase  $i_{s1}$ , posições medida e estimada ( $\theta_r$  e  $\hat{\theta}_r$ ), erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ).

Essas conclusões podem ser evidenciadas nas formas de onda exibidas nas Figuras 3.19 e 3.20. Na Figura 3.19 são apresentados os resultados para a simulação do sistema de controle utilizando injeção de tensão no eixo  $\hat{d}$  para uma operação com inversor ideal. A frequência fundamental da corrente de fase é 5 Hz. Na Figura 3.19 são mostradas a corrente de fase, as posições rotóricas medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ). Na Figura 3.20, as mesmas grandezas são representadas quando o inversor apresenta um tempo morto de  $2,5\mu s$ . Pode-se verificar o erro produzido na estimação de posição rotórica e a sua periodicidade.

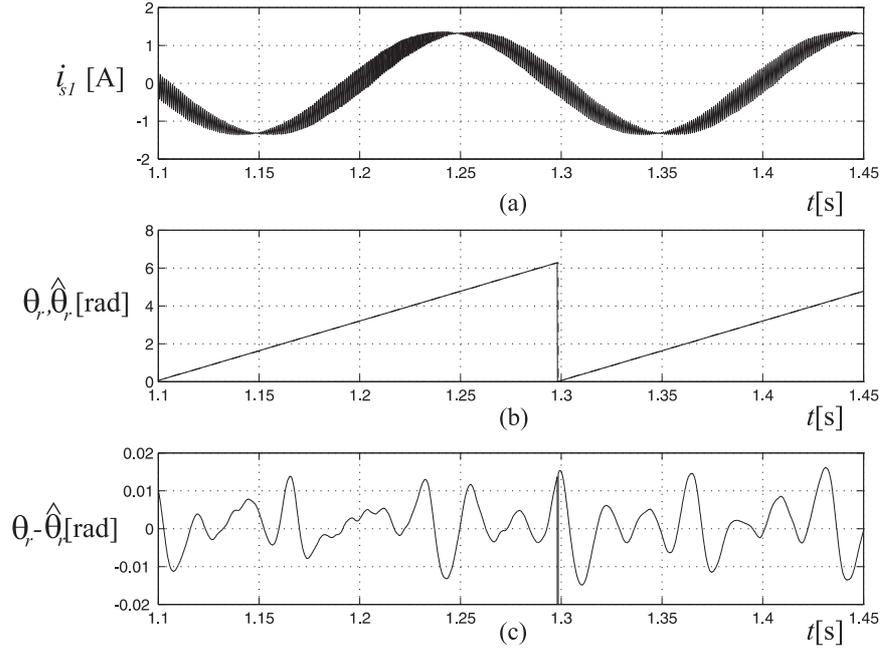


Figura 3.20: Injeção de portadora pulsante ( $\hat{d}$ ), inversor com tempo morto igual a  $2,5\mu\text{s}$ : corrente de fase  $i_{s1}$ , posições medida e estimada ( $\theta_r$  e  $\hat{\theta}_r$ ), erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ).

**Injeção de portadora pulsante (eixo  $\hat{q}$ )** - Em um esquema de injeção de tensão de alta frequência no eixo  $\hat{q}$  é aplicado o sinal  $V_h \cos(\omega_h t)$ , sobreposto a excitação fundamental (Figura 2.9). Por substituição de  $v_{sqh}^{\hat{r}}$  no modelo de alta frequência da máquina (3.17), obtém-se para a corrente de alta frequência de eixo  $\hat{d}$ :

$$\hat{i}_{sdh}^{\hat{r}} = \frac{s\Delta L_s \sin(2\tilde{\theta}_r) + \frac{\beta}{2} \sin 2\tilde{\theta}_r}{s^2 L_s^2 + s^2 \Delta L_s^2 + \beta s L_s + \beta s \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r - 2\hat{\theta}_r)} V_h \cos(\omega_h t) \quad (3.25)$$

A expressão (3.25) pode ser escrita da forma:

$$\hat{i}_{sdh}^{\hat{r}} = \frac{\omega_h \Delta L_s \sin(2\tilde{\theta}_r)}{\sqrt{\left( (-\omega_h^2) (L_s^2 - \Delta L_s^2) \right)^2 + \left( \omega_h \left( \beta L_s + \beta \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r + 2\hat{\theta}_r) \right) \right)^2}} V_h \cos(\omega_h t + \phi) + f_h \quad (3.26)$$

Onde  $s = j\omega_h$  é o operador da Transformada de Laplace e  $f_h$  é dado por:

$$f_h = \frac{\frac{\beta}{2} \sin 2\tilde{\theta}_r}{s^2 L_s^2 + s^2 \Delta L_s^2 + \beta s L_s + \beta s \Delta L_s \cos(2\tilde{\theta}_r - 2\hat{\theta}_r)} V_h \cos(\omega_h t) \quad (3.27)$$

Como nos demais casos de injeção de sinal, inicialmente foi simulada a operação do sistema de acionamento utilizando um inversor ideal e, posteriormente, um inversor com tempo morto de  $2,5\mu\text{s}$ . Os resultados para a operação com inversor ideal e com inversor com tempo morto estão exibidos nas Figuras 3.21 e 3.22, respectivamente. As Figuras apresentam

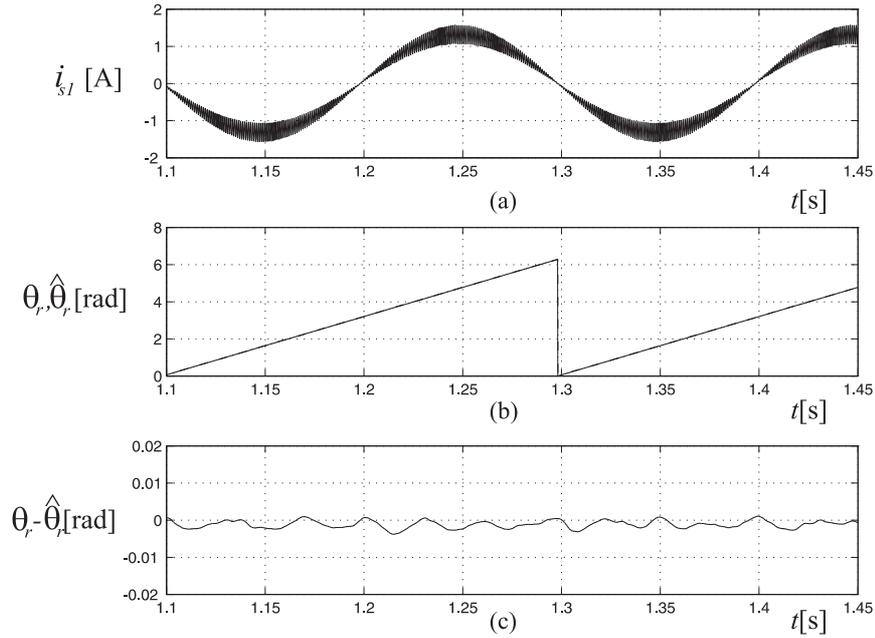


Figura 3.21: Injeção de portadora pulsante no referencial síncrono estimado  $\hat{q}$  com inversor ideal: (a) corrente de fase  $i_{s1}$ , (b) posições medida e estimada  $(\theta_r, \hat{\theta}_r)$ , (c) erro  $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ .

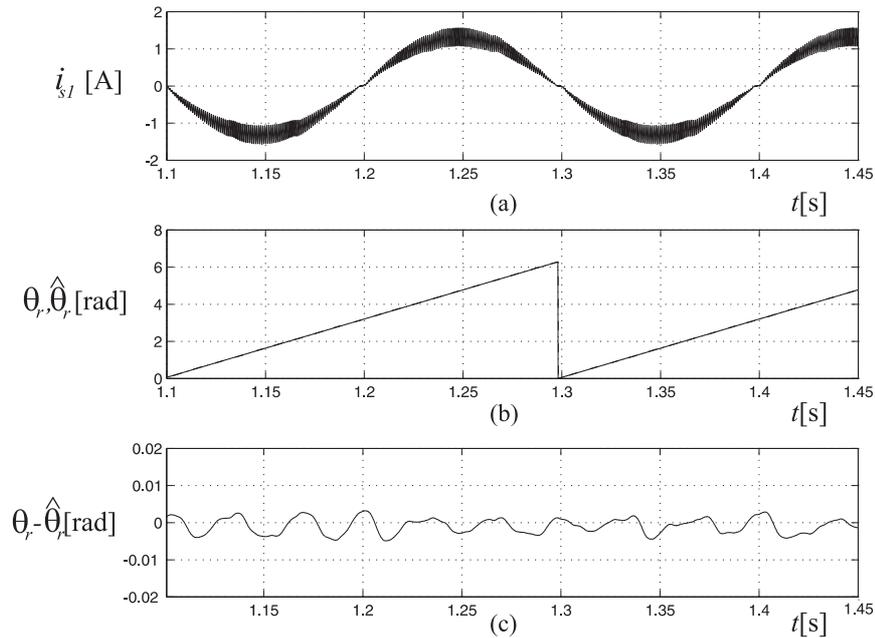


Figura 3.22: Injeção de portadora pulsante no referencial síncrono estimado  $\hat{q}$ , inversor com tempo morto de  $2,5\mu\text{s}$ : (a) corrente de fase  $i_{s1}$ , (b) posições medida e estimada  $(\theta_r, \hat{\theta}_r)$ , erro  $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ .

as formas de onda da corrente de fase ( $i_{s1}$ ), a posição elétrica medida  $\theta_r$  e posição elétrica estimada ( $\hat{\theta}_r$ ) e, o erro de posição  $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$  em cada caso.

Teoricamente, o erro de estimação de posição para a portadora de eixo  $\hat{q}$  devido às não-

linearidades do inversor corresponderia o mesmo valor para o caso de injeção de tensão no eixo  $\hat{d}$ . Entretanto, observando os resultados de simulação (Figuras 3.21 e 3.22) verifica-se que o erro de estimação para a portadora pulsante no eixo  $\hat{q}$  quando o inversor apresenta tempo morto é similar a situação utilizando um inversor ideal. Essa característica deve-se ao fato de que para a condição de injeção de sinal no eixo  $\hat{q}$ , ocorre um sincronismo natural entre a corrente fundamental ( $i_{sd1}^s$ ) e a corrente portadora resultante ( $i_{sdh}^s$ ), esta última, utilizada para extrair a informação de posição. Isto significa que os cruzamentos por zero da corrente fundamental e a corrente de alta frequência ocorrem de forma simultânea.

Para compreender essa propriedade, considere a condição de injeção de portadora pulsante no eixo  $\hat{q}$ . As correntes resultantes no referencial estático, em regime permanente, são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd1}^s + i_{sdh}^s \\ i_{sq1}^s + i_{sqh}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \cos(\hat{\theta}_r + \phi) - i_{sqh}^{\hat{r}} \sin \hat{\theta}_r \\ I \sin(\hat{\theta}_r + \phi) - i_{sqh}^{\hat{r}} \cos \hat{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Onde  $\phi$  ( $\arctan(i_{sq1}^r/i_{sd1}^r)$ ), representa o ângulo de carga e,  $i_{sqh}^{\hat{r}} = I_h \sin \omega_h t$  corresponde a corrente de alta frequência em regime permanente.

De acordo com (3.28), o ângulo de carga ou ângulo de fase  $\phi$  tem relação com a distribuição da corrente de alta frequência. Assim, um ajuste do eixo de injeção ( $\hat{d}$  ou  $\hat{q}$ ) pode ser feito de acordo com o ângulo de carga fazendo com que a corrente de alta frequência se anule, em cada passagem da corrente fundamental por zero (Choi e Seok, 2007).

Como resultado, o sinal de erro de estimação de posição é menos afetado pelas imperfeições na geração do sinal de alta frequência, preservando o desempenho do algoritmo de estimação. A condição de injeção de sinal de alta frequência no eixo  $\hat{q}$  possibilita uma imunidade às não-linearidades do inversor fonte de tensão.

### 3.3.3 Oscilações de conjugado

A injeção de sinal de tensão de alta frequência tem como finalidade a produção de correntes de alta frequência moduladas pela informação da posição da saliência magnética da máquina. Por outro lado, a circulação de correntes de alta frequência pela máquina provocará o desenvolvimento de conjugado eletromagnético.

O conjugado eletromagnético acarreta em oscilações no eixo da máquina que podem resultar em perturbações para o estimador de posição. Idealmente, tem-se como requisito para injeção de sinais de alta frequência que a injeção de sinais produza o mínimo de conjugado eletromagnético de alta frequência possível. Esta seção tem por objetivo apresentar uma discussão e uma análise comparativa entre os conjugados eletromagnéticos produzidos pelas técnicas de injeção de sinal de tensão.

Em um cenário de operação da máquina na qual ocorre a injeção de sinal de alta frequência, assumindo que o conjugado resultante da aplicação do sinal de alta frequência possa ser separado do conjugado produzido pela componente fundamental da corrente, o torque eletromagnético produzido pela máquina será dado por:

$$T_e = T_{e1} + T_{eh} \quad (3.29)$$

Na expressão acima,  $T_{e1}$  corresponde ao conjugado eletromagnético devido a componente de corrente fundamental da máquina ( $i_{sd}^r, i_{sq}^r$ ) expresso por:

$$T_{e1} = P \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_{PM} i_{sq}^r + (l_{sd} - l_{sq}) i_{sd}^r i_{sq}^r \right) \quad (3.30)$$

E  $T_{eh}$ , refere-se ao torque eletromagnético devido a componente de alta frequência:

$$T_{eh} = P \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_{PM} i_{sqh}^r + (l_{sd} - l_{sq}) i_{sdh}^r i_{sqh}^r \right) \quad (3.31)$$

**Injeção de portadora girante** - A injeção de sinal de tensão girante no referencial estacionário ( $v_{sdqh}^s = v_{sdh}^s + jv_{sqh}^s$ ) produz como correntes no referencial síncrono do rotor ( $dq$ ):

$$i_{sdqh}^r = \left( \frac{V_h}{\omega_h l_{sq}} \right) \begin{bmatrix} \sin(\theta_h - \theta_r) \\ +j \cos(\theta_h - \theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Substituindo (3.32) em (3.31), o conjugado eletromagnético ( $T_{eh}^{(G)}$ ) produzido pela injeção de portadora girante ( $T_{eh}^{(G)}$ ) é dado por:

$$T_{eh}^{(G)} = P \left( \begin{array}{c} j \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_{PM} \cos(\theta_h - \theta_r) \left( \frac{V_h}{\omega_h l_{sq}} \right) \\ +j (l_{sd} - l_{sq}) \sin(\theta_h - \theta_r) \left( \frac{V_h}{\omega_h l_{sq}} \right) \cos(\theta_h - \theta_r) \left( \frac{V_h}{\omega_h l_{sq}} \right) \end{array} \right) \quad (3.33)$$

Fazendo-se algumas manipulações em (3.33), é possível escrever a expressão do conjugado eletromagnético de alta frequência  $T_{eh}^{(G)}$  como:

$$T_{eh}^{(G)} = \left( \frac{V_h}{\omega_h l_{sq}} \right) \cos(\theta_h - \theta_r - \frac{\pi}{2}) \left( + \left( \frac{V_h}{\omega_h l_{sq}} \right) \sqrt{\frac{3}{2}} P \lambda_{PM} (l_{sd} - l_{sq}) \sin(\theta_h - \theta_r - \frac{\pi}{2}) \right) \quad (3.34)$$

Da expressão (3.34) verifica-se que o conjugado  $T_{eh}^{(G)}$  apresenta um valor não-nulo em regime permanente. Este valor não é função do erro  $\theta_r - \hat{\theta}_r$ . Esta componente do conjugado eletromagnético  $T_{eh}^{(G)}$  é função da especificação da portadora aplicada ( $V_h, \omega_h$ ) e do ângulo de fase entre a portadora e a posição do rotor ( $\theta_h - \theta_r - \frac{\pi}{2}$ ).

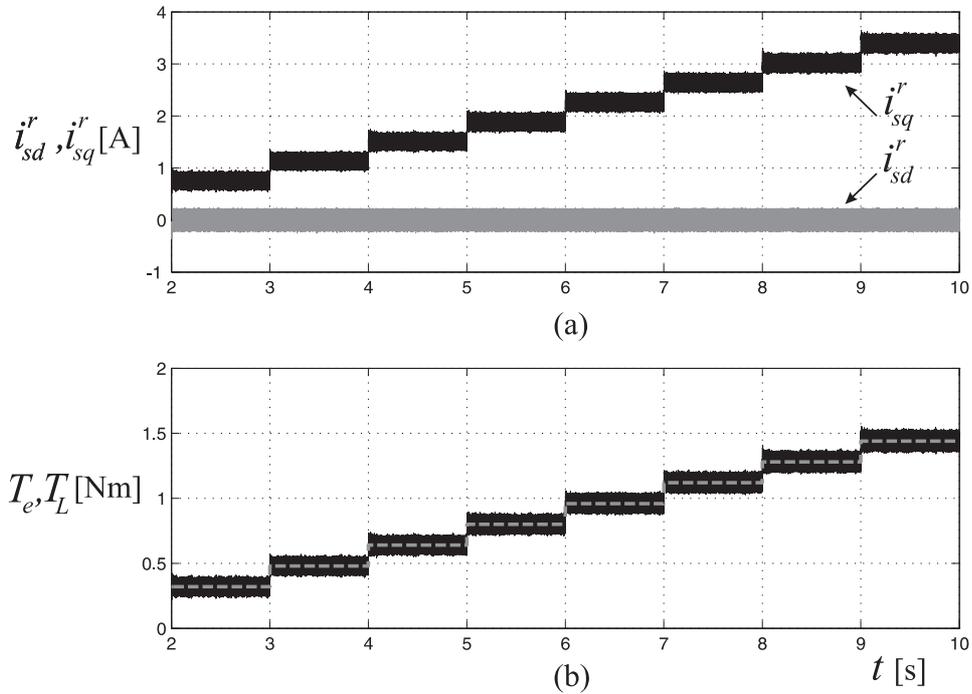


Figura 3.23: Torque eletromagnético desenvolvido, injeção de portadora girante:(a) correntes  $i_{sd}^r$  e  $i_{sq}^r$ , (b) torque eletromagnético ( $T_e$ ) e torque de carga ( $T_L$ ).

Para demonstrar o perfil de conjugado desenvolvido pelo motor quando a injeção de portadora girante é empregada, o torque de carga é aumentado gradativamente de 20% a 90% do torque nominal enquanto a velocidade da máquina é mantida constante em 37,5 rpm. Os resultados de simulação estão exibidos na Figura 3.23, na qual são apresentadas as correntes  $dq$  no referencial síncrono ( $i_{sd}^r, i_{sq}^r$ ), compostas das componentes fundamental e de alta frequência. Conforme discutido anteriormente, as correntes  $i_{sd}^r$  e  $i_{sq}^r$  apresentam oscilações de alta frequência uma vez que as correntes de alta frequência  $i_{sdh}^r$  e  $i_{sqh}^r$  não

se anulam quando o erro de estimação é nulo. Por conseguinte, o torque eletromagnético desenvolvido pela máquina apresenta oscilações de alta frequência como visto na (Figura 3.23(b)). Verifica-se que o nível de oscilações se mantém constante independente do nível de carga imposta ao eixo da máquina.

**Injeção de portadora pulsante no eixo  $\hat{d}$** - A injeção de sinal de tensão no referencial síncrono estimado  $\hat{d}$  produz o vetor de corrente ( $i_{sdqh}^r = i_{sdh}^r + j i_{sqh}^r$ ):

$$i_{sdqh}^r = \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \begin{pmatrix} \frac{1}{l_{sd}} \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r) \\ + \frac{1}{l_{sq}} j \sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

Pela substituição de (3.35) em (3.31), obtém-se:

$$T_{eh}^{(d)} = P \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\lambda_{PM}}{l_{sq}} \sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \\ + (l_{sd} - l_{sq}) \frac{1}{l_{sd} l_{sq}} \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r) \sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \end{pmatrix} \quad (3.36)$$

Para a condição de rastreamento da saliência na qual o erro de estimação da posição é suficientemente pequeno, pode-se admitir que  $\hat{\theta}_r \approx \theta_r$ . Portanto, é razoável assumir as seguintes aproximações:

$$\sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \approx \hat{\theta}_r - \theta_r; \quad \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r) \approx 1 \quad (3.37)$$

Com base nessas aproximações, a expressão (3.36) pode ser escrita como:

$$T_{eh}^{(d)} = P \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\lambda_{PM}}{l_{sq}} (\hat{\theta}_r - \theta_r) + (l_{sd} - l_{sq}) \frac{1}{l_{sd} l_{sq}} (\hat{\theta}_r - \theta_r) \right) \quad (3.38)$$

Para a condição na qual  $\hat{\theta}_r = \theta_r$ , ou seja, um perfeito rastreamento da posição do rotor, temos:

$$T_{eh}^{(d)} = 0 \quad (3.39)$$

Portanto, quando o erro de estimação de posição é nulo, indicando o correto rastreamento da posição do rotor pelo estimador, as correntes de alta frequência resultantes da injeção de sinal de tensão no eixo  $\hat{d}$  não produzem oscilações de conjugado. Esta característica faz com que a injeção de tensão de eixo  $\hat{d}$  atenda ao requisito de mínima oscilação de conjugado. As mesmas condições de teste do torque produzido pela injeção de portadora girante foram

repetidas para a injeção de portadora pulsante. Na Figura 3.24 (b) são apresentadas as formas de onda do torque eletromagnético ( $T_e$ ) e torque de carga ( $T_L$ ). Com base nos resultados, verifica-se que o conjugado eletromagnético praticamente não apresenta oscilações de alta frequência, dessa forma, a técnica de injeção de eixo  $\hat{d}$  atende ao requisito de mínimo torque produzido.

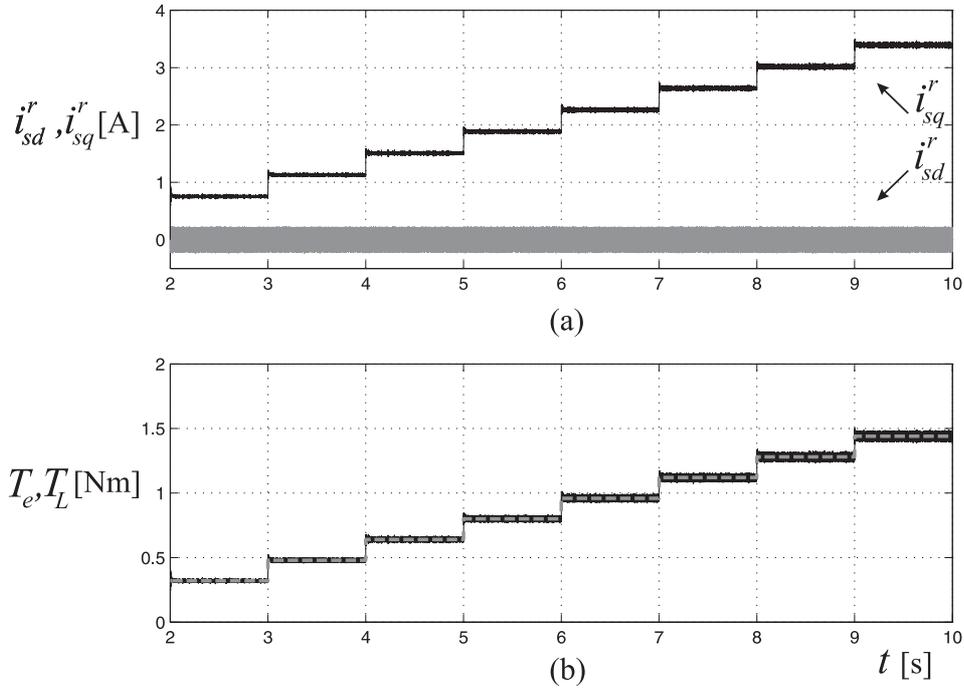


Figura 3.24: Torque eletromagnético desenvolvido, injeção no eixo  $\hat{d}$ : (a) correntes  $i_{sd}^r$  e  $i_{sq}^r$ , (b) torque eletromagnético ( $T_e$ ) e torque de carga ( $T_L$ ).

**Injeção de portadora pulsante no eixo  $\hat{q}$**  - A injeção de sinal de tensão no referencial síncrono estimado  $\hat{q}$ , produz o vetor de corrente ( $i_{sdqh}^r = i_{sdh}^r + j i_{sqh}^r$ ):

$$i_{sdqh}^r = \left( \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \right) \begin{pmatrix} -\frac{1}{l_{sq}} \sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \\ +\frac{1}{l_{sd}} j \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r) \end{pmatrix} \quad (3.40)$$

Fazendo a substituição de (3.40) acima em (3.31), tem-se:

$$T_{eh}^{(q)} = P \left( \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \right) \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\lambda_{PM}}{l_{sd}} \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r) \\ -\frac{(l_{sd} - l_{sq})}{l_{sq} l_{sd}} \sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r) \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

Na condição na qual o rastreamento da posição da saliência apresenta um erro desprezível ( $\hat{\theta}_r \rightarrow \theta_r : \hat{\theta}_r \approx \theta_r$ ), pode-se assumir que:

$$\sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \approx \hat{\theta}_r - \theta_r \text{ e } \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r) \approx 1 \quad (3.42)$$

Portanto, tem-se como expressões para o torque eletromagnético de alta frequência:

$$T_{eh}^{(q)} = P \left( \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_c t) \right) \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\lambda_{PM}}{l_{sd}} - \frac{(l_{sd} - l_{sq})}{l_{sq} l_{sd}} (\hat{\theta}_r - \theta_r) \right) \quad (3.43)$$

Para a condição na qual  $\hat{\theta}_r = \theta_r$ , tem-se:

$$T_{eh}^{(q)} = k_h I_h \sin(\omega_h t) \quad (3.44)$$

Onde  $k_h = \sqrt{\frac{3}{2}} P \lambda_{PM}$  e  $I_h = \frac{V_h}{\omega_h l_{sd}}$ . Portanto, pode-se verificar que o torque eletromagnético produzido pela corrente resultante da injeção de tensão  $\hat{q}$  ( $T_{eh}^{(q)}$ ) em regime permanente é diretamente proporcional ao valor da corrente  $\hat{i}_{sqh}^r$ . Além disso, o módulo de  $T_{eh}^{(q)}$  é função dos parâmetros da portadora ( $V_h, \omega_h$ ) e da indutância de eixo  $d$ .

O conjugado de alta frequência resultante da injeção de tensão em  $\hat{q}$  pode ser minimizado, então, pelo ajuste dos parâmetros da tensão aplicada  $v_{sqh}^r$ . Entretanto, esse procedimento provocará a redução da amplitude da corrente de alta frequência que contém a informação da posição rotórica.

Examinando-se a injeção de tensão no eixo  $\hat{q}$ , observa-se que a componente  $\hat{i}_{sqh}^r (j \frac{1}{l_{sd}} \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r))$  é maximizada quando o erro de estimação tende a zero, resultando em uma componente de conjugado de alta frequência em regime permanente. Contudo, esta mesma componente é a responsável pela geração de um sinal de alta frequência em sincronismo com a componente fundamental, o que possibilita uma robustez da técnica de estimação ao efeito de tempo morto do inversor.

A mesma condição de teste do torque produzido foi repetida para este tipo de injeção de sinal. O resultado do teste está exibido na Figura 3.25. Na Figura 3.25 (a) são exibidas as componentes de corrente de eixo  $dq$ . Verifica-se que, a componente de corrente de eixo  $q$  apresenta uma componente de alta frequência ( $\hat{i}_{sqh}^r$ ). Isto se deve ao fato de que o mecanismo de rastreamento de posição minimiza a componente  $\hat{i}_{sdh}^r$ , que é diretamente proporcional ao erro. Por conseguinte, a componente de corrente  $\hat{i}_{sqh}^r$  não é alterada, assim, a mesma estará presente na corrente resultante de eixo  $q$ , responsável pela produção de torque eletromagnético, vide (3.43). Na Figura 3.25 (b), são mostrados o torque eletromagnético ( $T_e$ ) e torque de carga ( $T_L$ ), conforme descrito anteriormente, o torque eletromagnético apresenta uma componente de alta frequência. Esta característica pode significar uma desvantagem em uma primeira análise, contudo, a componente responsável pela ondulação  $\hat{i}_{sqh}^r$  proporciona

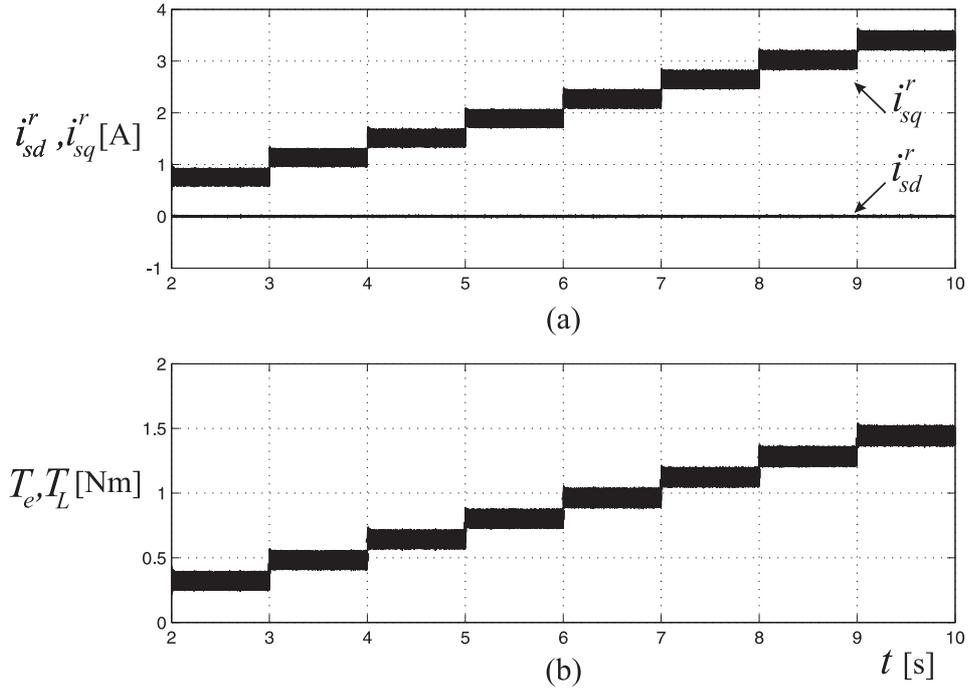


Figura 3.25: Torque eletromagnético desenvolvido, injeção no eixo  $\hat{q}$ ):(a) correntes  $i_{sd}^r$  e  $i_{sq}^r$ , (b) torque eletromagnético ( $T_e$ ) e torque de carga ( $T_L$ ).

um sincronismo com a corrente fundamental. Isto pode significar em robustez do algoritmo de estimação quando o inversor fonte de tensão apresenta tempo morto.

Por outro lado, pode-se pensar em uma combinação entre as portadoras pulsantes aplicadas simultaneamente aos eixos  $\hat{d}$  e  $\hat{q}$  como alternativa para minimização das oscilações de torque de alta frequência. Partindo dessa suposição, tem-se como tensão aplicada:

$$\bar{v}_{sdqh}^{\hat{}} = V_h \sin(\omega_h t) + jV_h \cos(\omega_h t) = V_h e^{j(\omega_h t)} \quad (3.45)$$

Fazendo a substituição no modelo de alta frequência da máquina (2.4), pode-se constatar que a aplicação de uma excitação de alta frequência composta de uma portadora pulsante no eixo  $\hat{d}$  e uma portadora pulsante no eixo  $\hat{q}$ , equivalerá a injeção de um tipo de portadora pulsante de eixo  $\hat{d}$ .

$$\hat{i}_{sdqh}^{\hat{}} = \left( \frac{V_h}{\omega_c l_{sq}} \sin(\omega_h t) \right) \begin{pmatrix} -\sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) \\ +j(1 - \cos(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \end{pmatrix} \quad (3.46)$$

$$i_{sdqh}^r = \left( \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \right) \begin{pmatrix} -\frac{2}{l_{sq}} \sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \\ 0 \end{pmatrix} = I_h \begin{pmatrix} -\frac{2}{l_{sq}} \sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

Onde  $I_h = (V_h/\omega_h) \sin(\omega_h t)$ .

Fazendo a transformação para o referencial estacionário, temos como correntes de alta frequência:

$$i_{sdqh}^s = I_h \cos \hat{\theta}_r + j I_h \sin \hat{\theta}_r \quad (3.48)$$

Portanto, a corrente resultante de fase considerando uma estratégia de controle vetorial com minimização do torque de relutância, pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd1}^s + i_{sdh}^s \\ i_{sq1}^s + i_{sqh}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I \sin \hat{\theta}_r + I_h \cos \hat{\theta}_r \\ -I \cos \hat{\theta}_r + I_h \sin \hat{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Como resultado, tem-se uma minimização do torque de alta frequência, contudo, a corrente de alta frequência resultante da injeção ( $i_{sdqh}^s$ ) não apresenta um sincronismo com a componente fundamental de corrente ( $i_{dsq1}^s$ ). Portanto, vale salientar que a corrente  $i_{sdqh}^s$  não apresentará uma imunidade aos efeitos de tempo morto do inversor, na região de cruzamento por zero da componente fundamental (*ZCC Effect*). A condição de injeção de sinal apresentada em (3.45) corresponde a técnica denominada "Injeção de portadora girante no referencial síncrono" (*Synchronous frame rotating injection*) proposto por (Caruana, Asher e Sumner, 2006).

### 3.3.4 Rigidez dinâmica

A rigidez dinâmica (*Dynamic Stiffness Frequency Response- DSFR*) foi proposta inicialmente por Lorenz (2001) como figura de mérito para avaliação de estrutura de observadores de posição em substituição aos demoduladores de sinais de sensores (conversores R/D) em sistemas de controle de máquinas CA. Este parâmetro foi utilizado para indicar as propriedades de rejeição do sistema a perturbações do sistema.

Segundo Lorenz (2001) este parâmetro corresponde a "Perturbação por unidade da resposta de estado". Para as aplicações de controle de máquinas elétricas, esta propriedade pode ser avaliada como sendo a resposta em frequência da relação entre o torque de perturbação (torque de carga -  $T_L$ ) e a saída (velocidade rotórica -  $\omega_r$  ou posição rotórica -  $\theta_r$ ), ou seja,  $T_L(s)/\omega_r(s)$  ou  $T_L(s)/\theta_r(s)$ . Quanto maior o valor da rigidez dinâmica melhor será a propriedade de rejeição a perturbação.

A rejeição a perturbação pode ser também interpretada como a quantidade de torque de perturbação necessária, em diferentes frequências, para produzir um 1 grau elétrico de erro de estimação de posição ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ). Esta função também será avaliada para as sintonias de cada estratégia de estimação. Esta métrica de desempenho foi avaliada por Ovrebo (2004) de forma teórica para classificação de técnicas de estimação de posição rotórica baseada na injeção de sinal. Além disso, Ribeiro et al. (2006) utilizou este parâmetro como indicador do desempenho de uma estratégia de estimação de posição rotórica baseada na fcm com o objetivo de verificar o limite inferior de operação do sistema na faixa de baixa velocidade.

Considere o sistema de controle de velocidade do motor síncrono a ímã permanente com sensor de posição/velocidade, o diagrama simplificado do controle de velocidade é ilustrado na Figura 3.26. Analisando o diagrama da Figura 3.26, a expressão da rigidez dinâmica  $T_L(s)/\omega_r(s)$  pode ser escrita como:

$$\frac{T_L(s)}{\omega_r(s)} = -\frac{s^2 J + s(k_{p\omega} + b_\omega) + k_{i\omega}}{s} \quad (3.50)$$

Em (3.50),  $k_{p\omega}$  e  $k_{i\omega}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador de velocidade, respectivamente,  $b_\omega$  é o coeficiente de atrito cinético e  $J$  é o momento de inércia do motor. A resposta em frequência da rigidez dinâmica é dependente da sintonia do controlador de velocidade adotada e dos parâmetros mecânicos da máquina. A resposta em frequência da

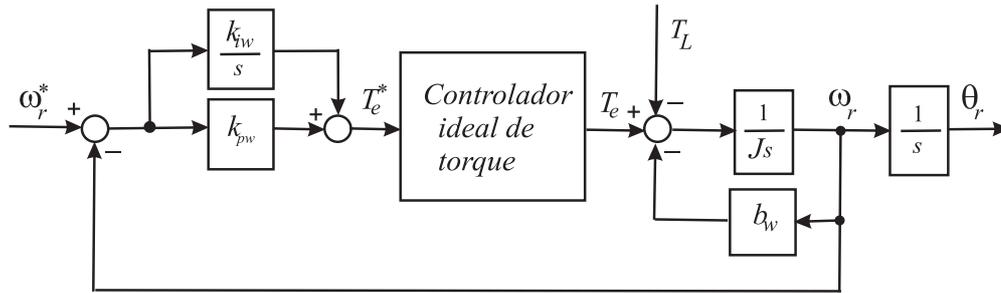


Figura 3.26: Diagrama de blocos do controle de velocidade, com sensor de velocidade/posição e controlador ideal de torque.

rigidez dinâmica teórica para o sistema de controle de velocidade com referência em 150 rpm (10 Hz), com o controlador de velocidade sintonizado para uma largura de faixa de 10 Hz utilizando a medição de velocidade é mostrada na Figura 3.27. A curva da Figura 3.27 foi obtida utilizando  $J = 0,084 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$  e assumindo  $b_\omega = J/10$ .

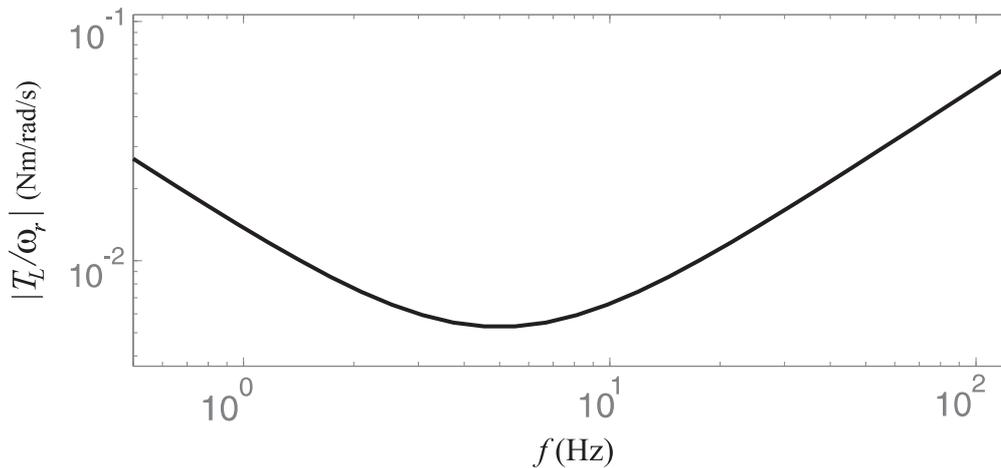


Figura 3.27: Rigidez dinâmica teórica do sistema de acionamento com controle de velocidade com sensor de velocidade - expressão (3.50).

O diagrama de blocos do controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade está ilustrado na Figura 3.28. A rigidez dinâmica foi avaliada em simulação para duas situações distintas, primeiro, o sistema de controle de velocidade operando com a medição de velocidade e posteriormente, utilizando as grandezas estimadas pelo observador de posição rotórica baseada na injeção de sinal. Para operação sem sensor, cada uma das técnicas de injeção de tensão de alta frequência estudadas anteriormente foi usada.

A rigidez dinâmica simulada do sistema de controle de velocidade foi obtida para uma operação a velocidade constante de 150 rpm (10 Hz). O controlador de velocidade tem largura de faixa de 10 Hz. O perfil de carga é um sinal do tipo *chirp* com frequência variando de

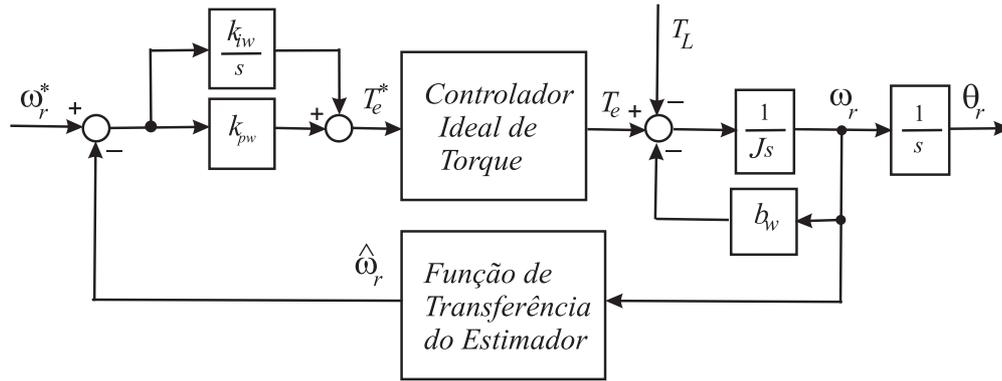


Figura 3.28: Diagrama de blocos do controle de velocidade, sem sensor de velocidade/posição e controlador ideal de torque.

modo linear com o tempo de 0-100 Hz. A velocidade desenvolvida ( $\omega_r$ ) e o sinal de carga ( $T_L$ ) são armazenados e em seguida, a FFT dos sinais é calculada. O estimador de posição baseado na injeção de portadora girante tem a mesma sintonia usada nos testes anteriores, os pólos do estimador em malha fechada foram definidos como 100 Hz, 100 Hz e 100 Hz. Os pólos do estimador de posição em malha fechada baseado na injeção de portadora pulsante ( $\hat{d}$  ou  $\hat{q}$ ) foram definidos em 10 Hz, 50 Hz e 100 Hz.

Os resultados de simulação da rigidez dinâmica para cada situação são exibidos na Figura 3.29. Com base nos resultados, verifica-se que a rigidez dinâmica do sistema operando sem sensor é reduzida quando comparada com o caso com sensor. Além disso, em relação às técnicas de injeção de tensão de alta frequência usadas para a estimação de posição, a técnica de injeção de portadora girante apresenta maior capacidade de rejeição a perturbação do que os casos de aplicação de portadora pulsante ( $\hat{d}$  ou  $\hat{q}$ ).

### 3.4 Restrições do sistema de acionamento

O sistema de acionamento disponível no laboratório apresenta algumas restrições que o diferenciam de um sistema ideal. Diante disso, foram realizadas simulações com a técnica de injeção de portadora girante para avaliar o desempenho do estimador neste cenário com imperfeições. Os resultados demonstram como a estimação de posição rotórica é afetada por tais imperfeições. Além disso, serão comentadas algumas alternativas para minimizar os efeitos e melhorar a resposta do estimador de posição.

As restrições identificadas correspondem ao uso de conversores A/D, ao escalonamento do

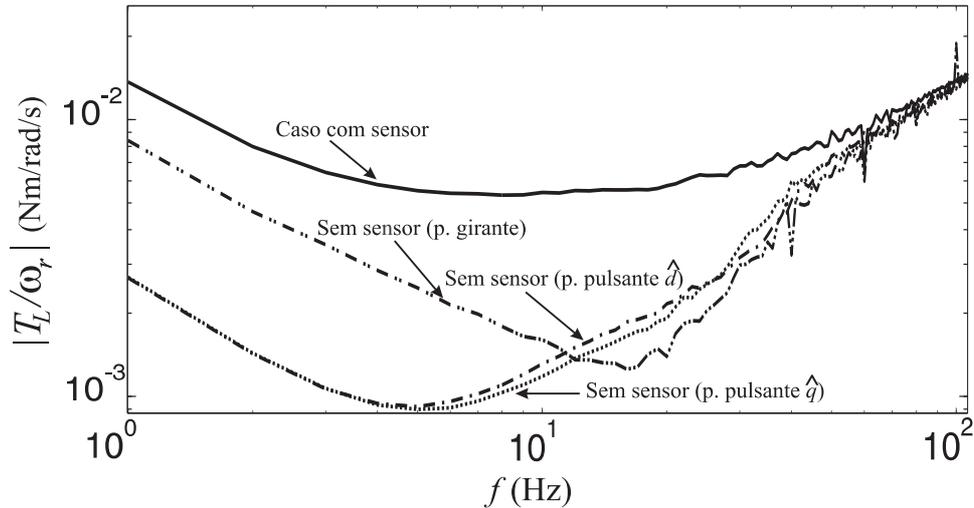


Figura 3.29: Rigidez dinâmica simulada do sistema de acionamento com controle de velocidade com sensor de velocidade e sem sensor de velocidade (estimadores baseados na injeção de sinal).

fundo de escala do sistema de medição de corrente e à distorção da tensão de alta frequência provocada pelo inversor fonte de tensão. Esses fatores provocam erros na representação do sinal que contém a informação da posição da saliência ou provocam a distorção do sinal. Consequentemente, a saída do estimador de posição apresenta erros em relação a posição rotórica real.

#### a. Medição de corrente e influência do conversor A/D

O sistema de medição de corrente é composto por um transdutor de corrente, um estágio de condicionamento, um conversor analógico-digital e um estágio para ajuste de offset e ganho do canal de medição. A Figura 3.30 apresenta uma representação simplificada do sistema de medição de corrente do conversor.

A saída de tensão do transdutor de corrente varia entre valores 0 a 5 V, representando a corrente entre  $-13,34$  A e  $13,34$  A, respectivamente. Este parâmetro corresponde a corrente máxima eficaz suportada pelo conversor, definido em *hardware* pelo fabricante. O processador tem um conversor A/D interno de 10 bits. Isto significa que os sinais de entrada dos conversores A/D são escalonados para o valor máximo da corrente fundamental. Consequentemente, poucos bits representarão a informação da posição rotórica contida na corrente produzida, especificamente, a componente de sequência negativa da corrente de alta frequência (Briz et al., 2000), (García et al., 2007). Esta restrição de representação provocará erros na resposta do estimador de posição.

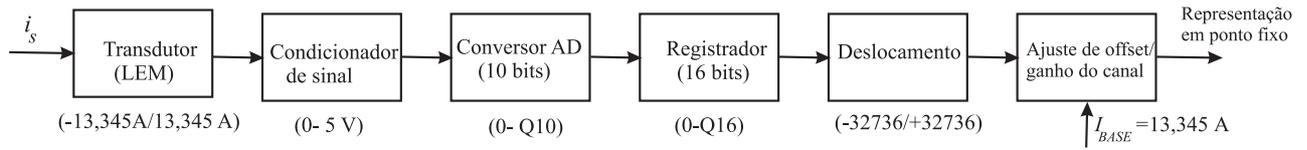


Figura 3.30: Diagrama de blocos do sistema de medição de corrente do conversor.

Para demonstrar a influência da conversão A/D na resposta do estimador, foram simuladas três situações: (i) conversor A/D de 10 bits considerando o escalonamento em relação aos valores máximos de corrente do conversor ( $-13,34/13,34$  A), (ii) uso de um conversor A/D de 10 bits e redução do fundo de escala do sistema de medição ( $\pm 2,70$  A) e, (iii) uso de um conversor A/D de 14 bits e o fundo de escala do sistema de medição sendo ( $\pm 13,34$  A).

A Figura 3.31 mostra o resultado do estimador de posição rotórica utilizado, com a medição de duas correntes de fase (1 e 2) com conversores A/D de 10 bits. Como resultado, verifica-se a presença de oscilações no erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ) entre  $\pm 0,05$  rad ( $\pm 2,87$  graus elétricos). O resultado da operação do estimador de posição rotórica para o caso de uma redução do fundo de escala do transdutor de corrente é mostrado na Figura 3.32. O resultado da estimação de posição rotórica para a utilização de um conversor A/D de 14 bits é mostrada na Figura 3.33. Pode-se observar que nos casos de redução do fundo de escala do sistema de medição e de utilização de um conversor A/D de 14 bits, o erro de posição ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ) assumiu um valor máximo de  $0,02$  rad ( $1,14$  graus elétricos).

Verifica-se que o uso de um conversor A/D com um maior número de bits ou a alteração da faixa de medição do transdutor de corrente, possibilita uma melhora na representação da corrente de alta frequência de sequência negativa, que contém a informação de posição. Dessa forma, a resposta do estimador é similar a condição com medição de corrente ideal.

#### b. Distorção na geração da tensão de alta frequência $v_{sdqh}^s$

Uma distorção da tensão de alta frequência gerada contribui para degradação da componente de sequência negativa de  $i_{sdqh}^s$ , por conseguinte, reduz o desempenho do estimador de posição rotórica. O efeito da distorção de tensão de alta frequência está relacionada a amplitude da tensão  $v_{sdqh}^s$ . Contudo, o aumento da amplitude da tensão  $v_{sdqh}^s$  provoca o surgimento de efeitos indesejáveis como ruído acústico, vibração e aumento das perdas do sistema (García et al., 2007). A distorção da tensão de alta frequência gerada pelo conversor

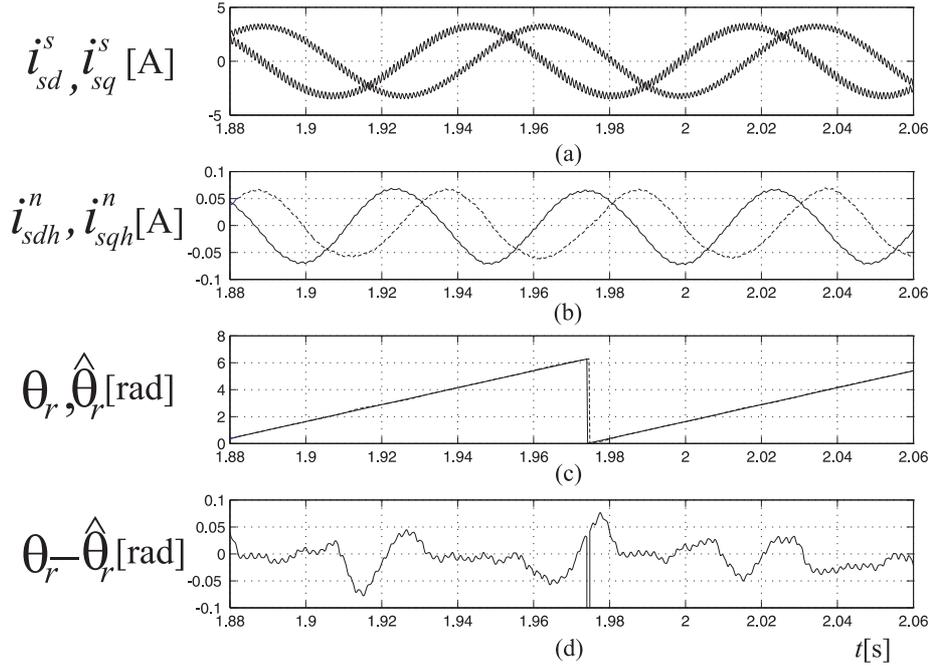


Figura 3.31: Resposta do estimador para injeção de portadora girante (60 V-1 kHz), conversor A/D (10 bits) e fundo de escala  $\pm 13, 34A$ : (a) correntes  $i_{sdq}^s$ , (b) posições rotóricas  $(\theta_r, \hat{\theta}_r)$ , (c) erro  $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ .

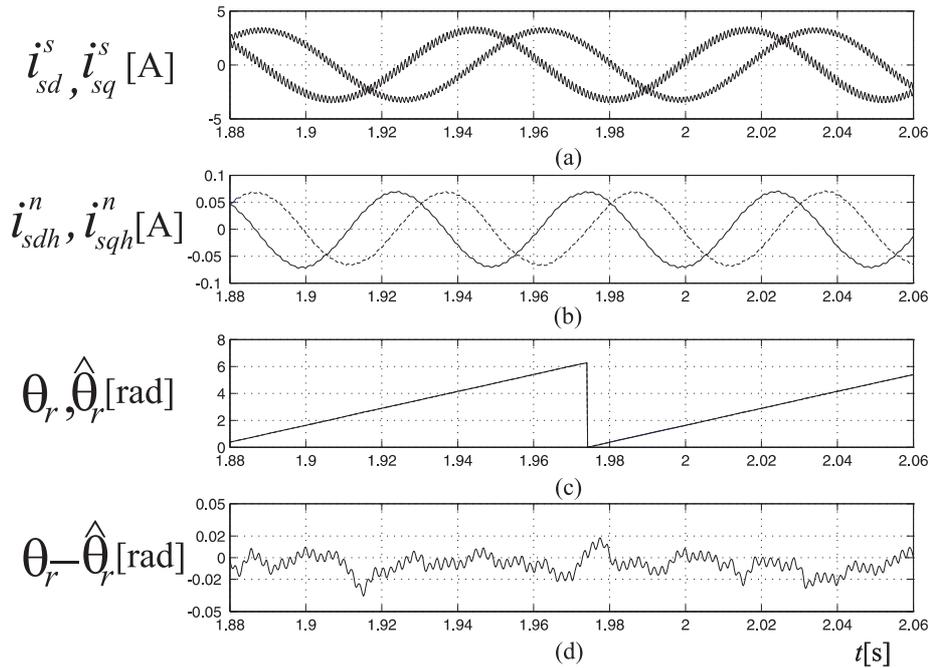


Figura 3.32: Resposta do estimador para injeção de portadora girante (60 V-1 kHz), conversor A/D (10 bits) e fundo de escala  $\pm 2, 70 A$ : (a) correntes  $i_{sdq}^s$ , (b) correntes  $i_{sdqh}^n$ , (c) posições rotóricas  $(\theta_r, \hat{\theta}_r)$ , (d) erro  $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ .

pode ser escrita como <sup>3</sup>:

$$v_{sdqh}^s = V_h e^{j\omega_h t} + \Delta V_h e^{j(-\omega_h + \Delta\omega)t} \quad (3.51)$$

<sup>3</sup>A obtenção das expressões estão detalhadas no Apêndice D, Seção D.4.

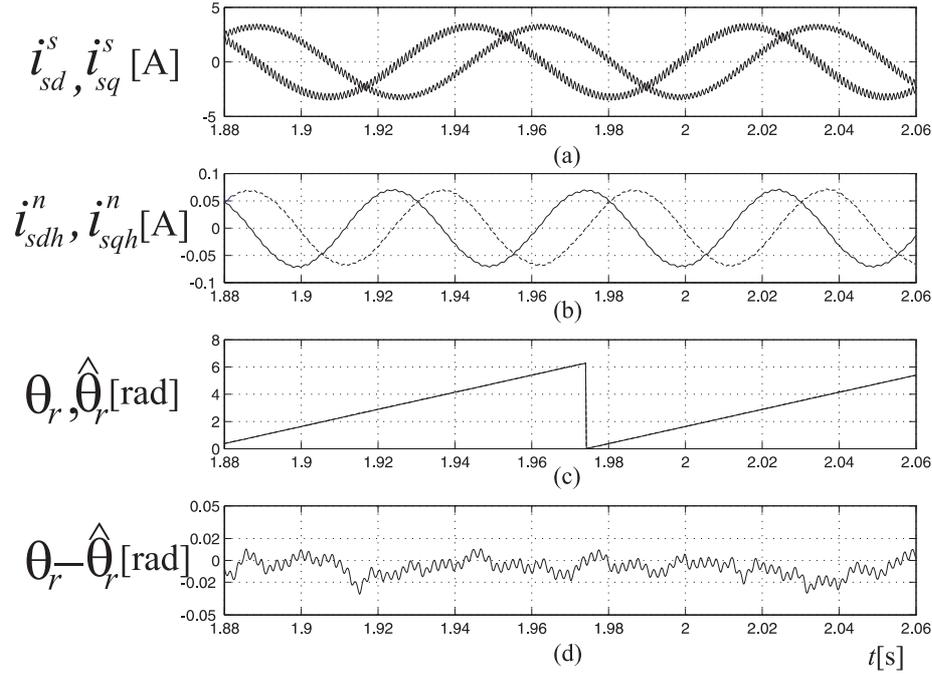


Figura 3.33: Resposta do estimador para injeção de portadora girante (60 V-1 kHz), conversor A/D de 14 bits:(a) correntes  $i_{sdqh}^n$ , (b) posições rotóricas ( $\theta_r$ ,  $\hat{\theta}_r$ ), (c) erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ).

A corrente de alta frequência gerada  $i_{sdqh}^s$  é dada por:

$$i_{sdqh}^s = -jI_{hp}e^{j\omega_h t} - jI_{hn}e^{j(-\omega_h + 2\omega_r)t} - j\Delta I_{hp}e^{j(-\omega_h + \Delta\omega)t} - j\Delta I_{hn}e^{j(-\omega_h + \Delta\omega)t + 2\omega_r t} \quad (3.52)$$

Aplicando este sinal ao esquema de demodulação, pode-se escrever a componente de sequência negativa como:

$$i_{sdqh}^n = -jI_{hn}e^{j2\omega_r t} - j\Delta I_{hp}e^{j\Delta\omega t} - j\Delta I_{hn}e^{j(\Delta\omega + 2\omega_r)t} \quad (3.53)$$

Em relação a (3.54), assumindo que  $\Delta\omega \approx 0$  e  $\Delta I_{hn} \ll \Delta I_{hp}$ , o sinal  $i_{sdqh}^n$  apresenta um nível CC. A componente de sequência negativa da corrente de alta frequência ( $i_{sdqh}^n$ ) pode ser escrita como:

$$i_{sdqh}^n \approx -jI_{hn}e^{j2\omega_r t} + (-j\Delta I_{hp}) \quad (3.54)$$

Segundo García et al. (2007) as distorções da tensão de alta frequência gerada podem ser provocadas pela combinação dos seguintes efeitos: o comportamento não-ideal da fonte de tensão, a forma de geração do pulso PWM e uma ação (reação) do controlador de corrente. Este nível CC deve ser desacoplado (compensado) antes de aplicar o sinal  $i_{sdqh}^n$  ao estimador

de posição (Degner e Lorenz, 1998). O *offset* presente no sinal de sequência negativa provoca a redução do desempenho do estimador de posição, produzindo ondulações na posição estimada e atraso em relação a posição rotórica  $\theta_r$ .

O efeito da distorção da tensão de alta frequência no desempenho do estimador de posição baseado na injeção de sinal foi verificado através de simulações. Foram testadas cinco situações possíveis para o conversor de tensão:

- Caso 1: fonte de tensão ideal, sem efeito de tempo morto e sem distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$  (VSI Ideal);
- Caso 2: fonte de tensão com tempo morto de  $2,5\mu s$ , sem compensação do tempo morto (VSI nIdeal);
- Caso 3: fonte de tensão com tempo morto de  $2,5\mu s$  e compensação escalar do tempo morto (VSI comp);
- Caso 4: fonte de tensão com tempo morto de  $2,5\mu s$ , sem compensação do tempo morto e distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$  (VSI(nIdeal)+Vh(dist));
- Caso 5: fonte de tensão ideal e distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$  (VSI(Ideal)+Vh(dist)).

Para cada caso, é implementado o controle de velocidade para uma referência constante. A referência de velocidade vale 210 rpm, o que corresponde a uma frequência fundamental de 14 Hz. A tensão de barramento vale 300 V. O valor do tempo morto do inversor utilizado na simulação é igual ao valor apresentado pelo inversor utilizado na plataforma experimental. A frequência da tensão de alta frequência vale 1 kHz. A tensão de alta frequência gerada pode ser expressa como:

$$v_{sdqh}^s = 60e^{j\omega_h t} + 5e^{j(-\omega_h)t} \quad (3.55)$$

A expressão (3.55) indica que deve ser produzida uma componente de sequência negativa da tensão  $v_{sdqh}^s$ . As tensões e as correntes de fase produzidas em cada caso são armazenadas, em seguida, é realizado o cálculo do espectro do vetor tensão estática ( $v_{sdq}^s$ ) e do vetor corrente estática ( $i_{sdq}^s$ ). O espectro do vetor tensão ( $v_{sdq}^s$ ) é mostrado na Figura 3.34. Observando as raias produzidas pelas diversas situações, verifica-se que o surgimento

da componente de tensão de  $v_{sdq}^s$  em  $f_h = -1$  kHz, apenas nos casos 4 e 5, os quais foi intencionalmente criada uma variação da tensão em  $f_h = -1$  kHz. Além disso, pode-se constatar que na presença de tempo morto do inversor sem compensação, não é produzida uma componente nesta frequência. Na Figura 3.35 é exibido o espectro do vetor corrente

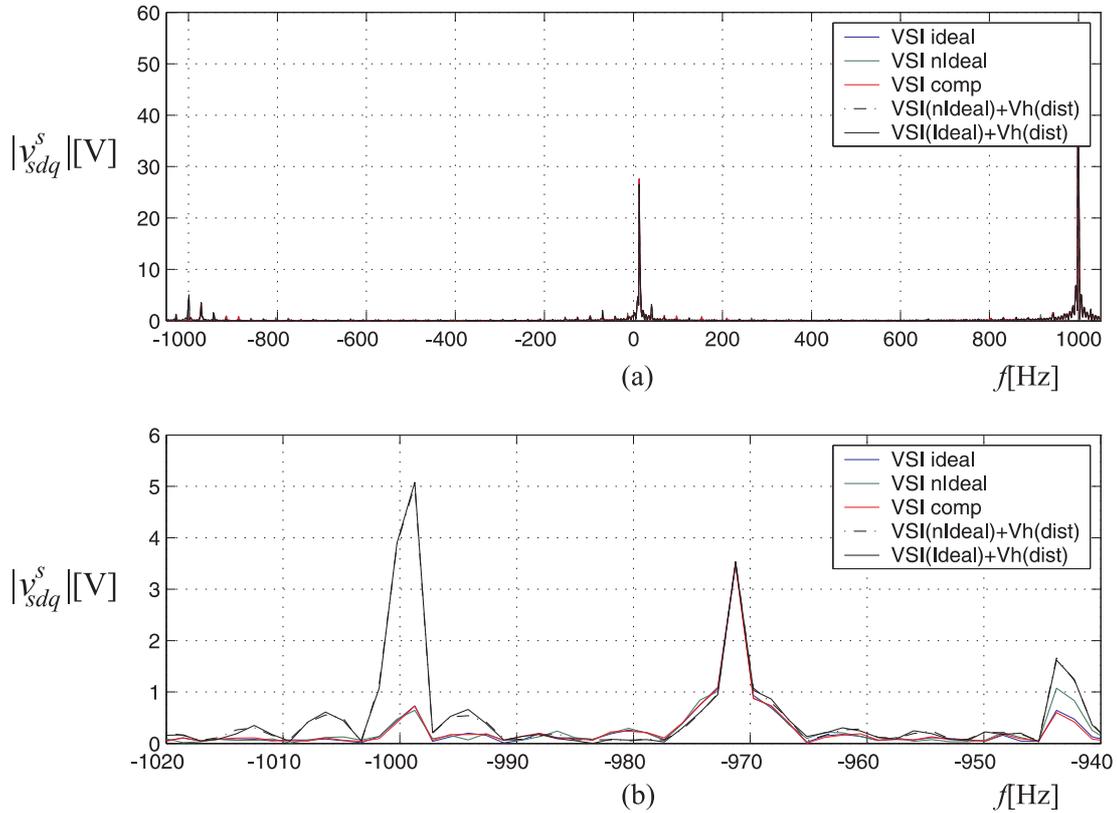


Figura 3.34: Distorção da tensão de alta frequência, espectro de  $v_{sdq}^s$ :(a) espectro total, (b) componentes de sequência negativa.

estatórica  $i_{sdq}^s$  para cada caso. Mais uma vez, ocorre o surgimento de uma componente de sequência negativa em  $f_h = -1$  kHz nos casos em que foi inserida a variação de tensão. Além disso, a componente de sequência negativa em  $f_h = -1$  kHz corresponde a 40% da amplitude da componente de sequência negativa de interesse em  $-f_h + 2f_r = -972$  Hz. O surgimento da componente de alta frequência em  $-f_h$  provoca a inserção de um *offset* nas componentes de  $i_{sdq}^s(-f_h + 2f_r)$ . A Figura 3.36 apresenta o resultado da estimação de posição rotórica nesta condição. A variação de tensão em  $v_{sdq}^s$  provoca o deslocamento da componente de sequência negativa de  $i_{sdq}^s$ . Conseqüentemente, a resposta do estimador de posição apresenta-se deslocada em relação a posição medida ( $\theta_r$ ) e com ondulações. A oscilação de posição produzida vale  $\pm 17,19$  graus.

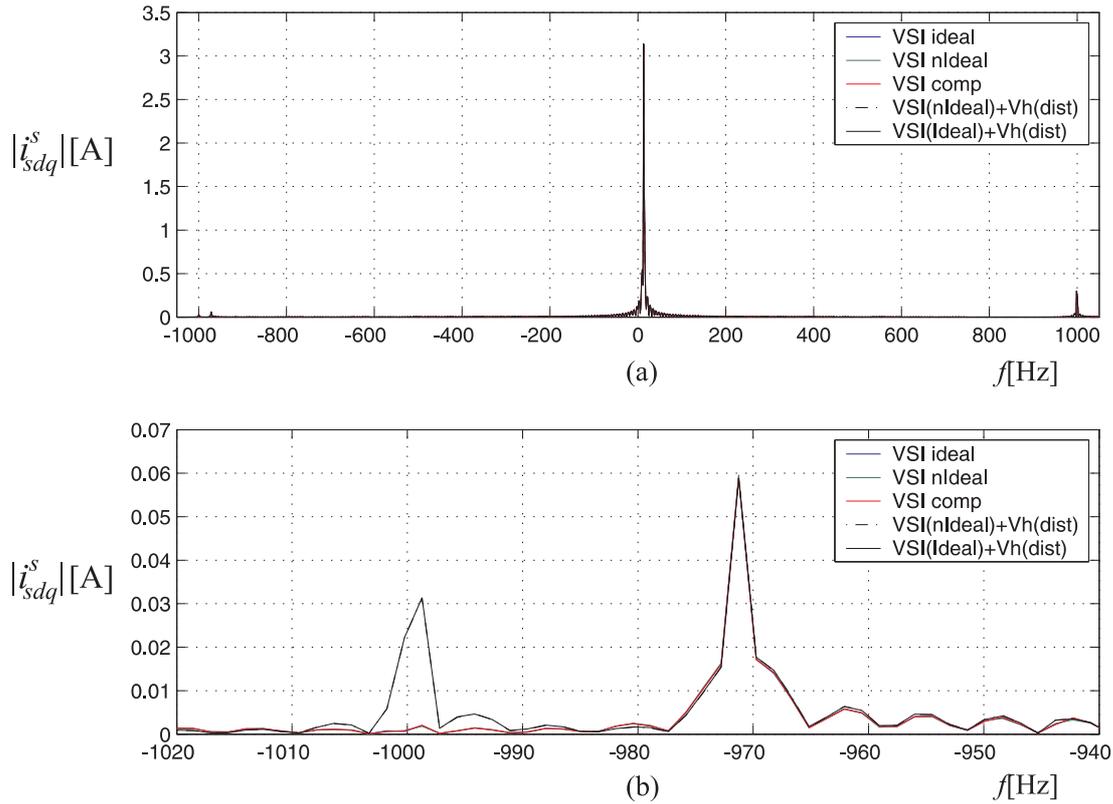


Figura 3.35: Distorção da tensão de alta frequência, espectro de  $i_{sdqh}^s$ :(a) espectro total, (b) componentes de sequência negativa.

Uma variação da tensão de alta frequência gerada pelo conversor provoca o deslocamento das componentes da corrente  $i_{sdqh}^s$  de sequência negativa. Conseqüentemente, a resposta do estimador é afetada por atrasos e ondulações. Além disso, a magnitude da variação da tensão de alta frequência aumenta conforme o aumento da tensão de alta frequência aplicada (García et al., 2007). Este efeito deve ser desacoplado estimando-se a amplitude da corrente de alta frequência produzida em  $-f_h$ . Contudo, devido a dependência da corrente produzida em  $-f_h$  em função da amplitude da tensão  $v_{sdqh}^s$ , pode-se adotar como forma de minimizar este efeito, a utilização de um filtro que elimine a componente CC produzida.

Neste trabalho, foi implementado um filtro passa-faixa com ganho unitário na frequência central  $2\omega_r$  ( $F_{PPF_2}$ ). O diagrama de demodulação dos sinais de alta frequência para a condição de minimização da distorção da tensão de alta frequência está ilustrado na Figura 3.37. A função de transferência do filtro passa-faixa  $H_{FPPF}(s)$  é:

$$H_{FPPF}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (3.56)$$

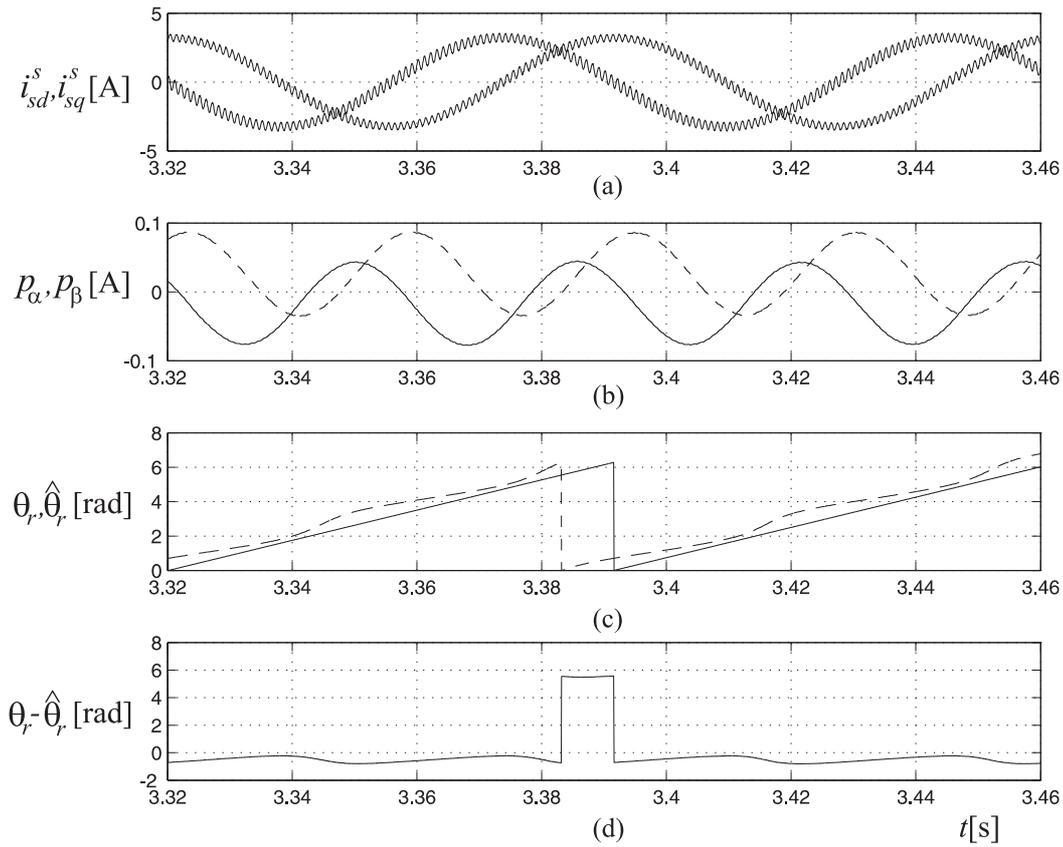


Figura 3.36: Distorção da tensão de alta frequência  $v_{sdqh}^s$  na estimação de posição rotórica: (a) correntes  $i_{sdq}^s$ , (b) sinais de entrada do observador de posição  $p_{\alpha\beta}$ , (c) posição rotórica  $\theta_r$ , posição estimada  $\hat{\theta}_r$ , (d) erro  $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ .

Em (3.56),  $k$  representa o ganho do filtro na frequência central,  $\omega$  é a frequência central. A Figura 3.38 apresenta o resultado da estimação de posição rotórica com o uso do filtro passa-faixa para eliminar o nível CC produzido. Verifica-se que a resposta do estimador de posição apresenta-se em fase com a posição rotórica ( $\theta_r$ ) e com um erro máximo de 2 graus.

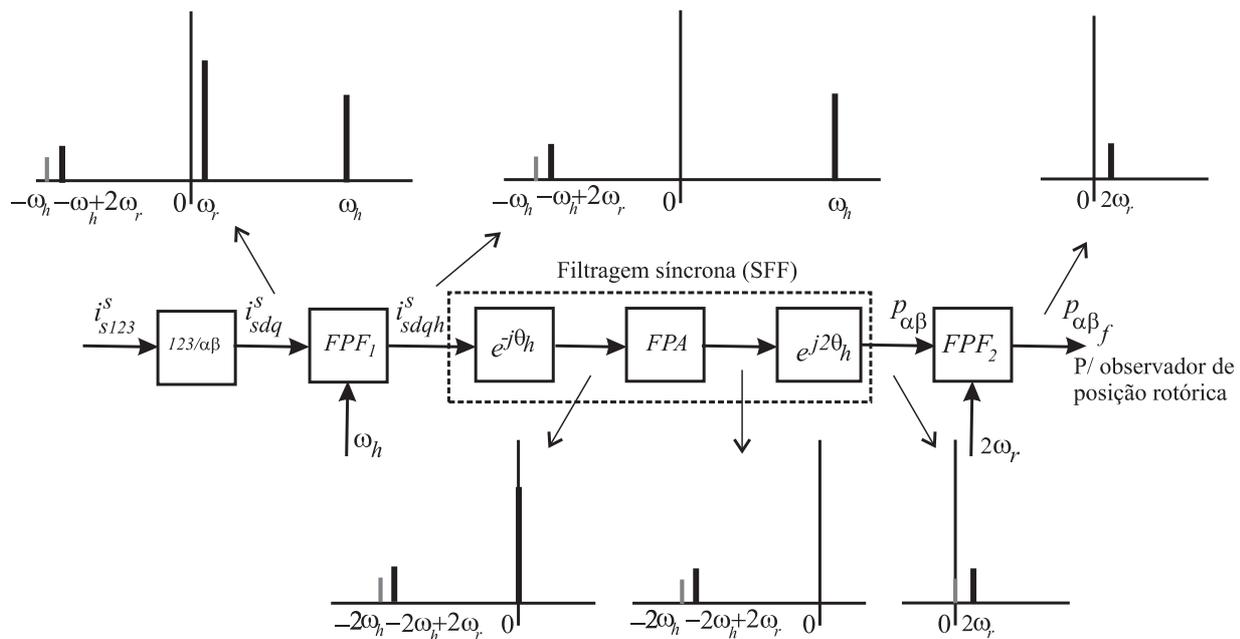


Figura 3.37: Minimização da distorção da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ , uso de filtro passa-faixa (FPF) após a demodulação dos sinais  $p_{\alpha\beta}$ .

### 3.5 Conclusões

Este capítulo apresentou um estudo comparativo entre os esquemas de injeção de tensão de alta frequência empregados para estimação da posição rotórica de motores a ímã permanente na região de baixa velocidade. O levantamento bibliográfico mostrou que não existe um conjunto de parâmetros que devem ser investigados antes da escolha de um tipo de injeção-estrutura de estimação-aplicação, o que consiste em uma tarefa complicada e com um alto grau de responsabilidade quando se busca comparar de forma justa diferentes propostas de estimação de posição.

Deve ser destacado que os esquemas individuais não foram otimizados e que o estudo foi voltado para o levantamento das características de cada método em relação a integração em sistemas industriais de acionamento e parâmetros de desempenho (transição de velocidade e controle de posição). A estrutura adotada como estimador foi a estrutura de observador de Luenberger proposta por Jansen e Lorenz (1995). O ponto fundamental do estudo foi avaliar a filosofia geral que existe em cada categoria de injeção de sinal.

As técnicas de injeção de tensão foram avaliadas com relação aos seguintes aspectos: desempenho do sistema de controle sem sensor para uma condição de controle de velocidade,

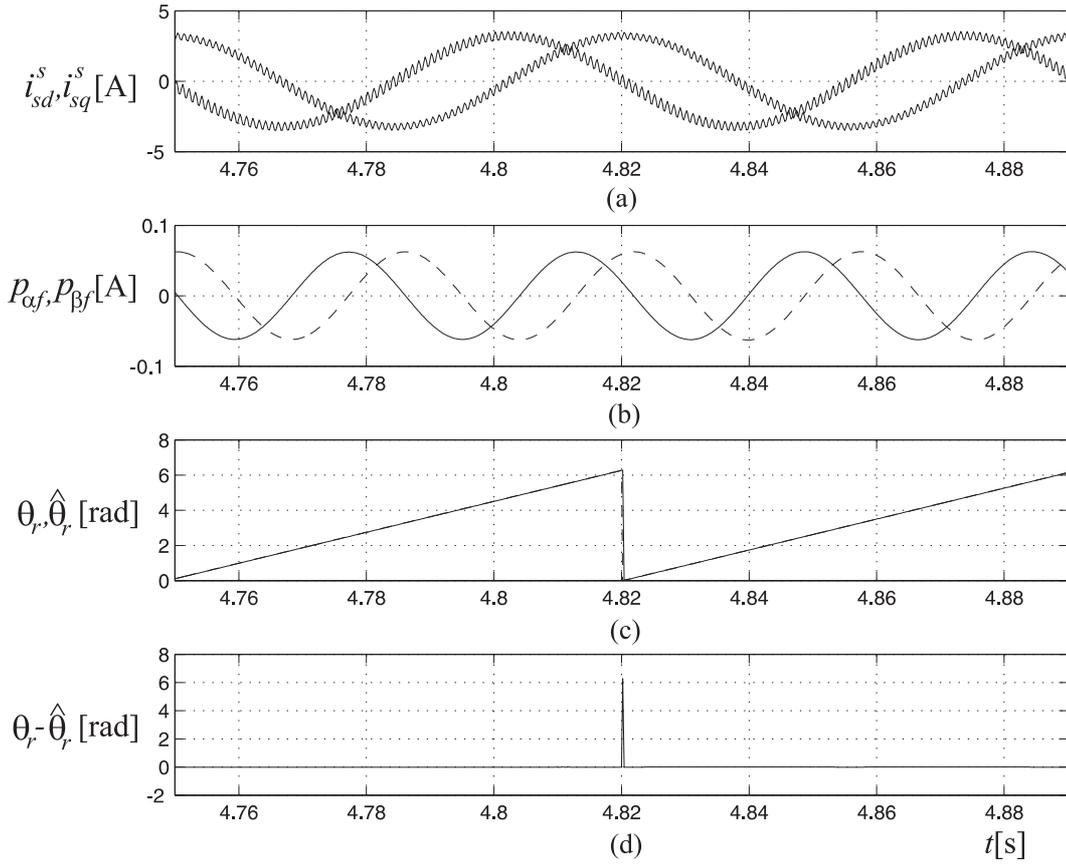


Figura 3.38: Minimização do efeito da distorção da tensão de alta frequência  $v_{sdqh}^s$  na estimação de posição rotórica: (a) correntes  $i_{sdq}^s$ , (b) sinais de entrada do observador de posição  $p_{\alpha\beta f}$ , (c) posição rotórica  $\theta_r$ , posição estimada  $\hat{\theta}_r$ , (d) erro  $(\theta_r - \hat{\theta}_r)$ .

a resposta do estimador quando o conversor apresenta tempo morto, nível de oscilação de conjugado produzido e curva de rigidez dinâmica. As simulações foram realizadas de modo que em todas as técnicas de estimação o sinal de teste apresentasse a mesma amplitude e frequência.

Os testes de controle de velocidade revelaram que a técnica de injeção de sinal no eixo  $\hat{d}$  apresentou os menores erros de estimação. Todavia, as três técnicas implementadas são susceptíveis as transições da corrente fundamental. Com relação ao efeito provocado pelo tempo morto do conversor, a técnica de injeção de tensão pulsante  $\hat{q}$  mostrou-se robusta a distorção provocada durante o cruzamento por zero da corrente fundamental. Apesar da robustez a presença do tempo morto do inversor, a técnica de injeção de tensão pulsante  $\hat{q}$  tem a desvantagem de produzir um maior nível de oscilação de conjugado para um mesmo valor de amplitude e frequência do sinal aplicado.

Com relação ao teste de rigidez dinâmica, foi verificado que a injeção de tensão de alta frequência no referencial estacionário (portadora girante) apresentou a maior capacidade de rejeição a perturbações imposta pela carga, para a mesma condição de operação e nível de injeção de sinal. Fazendo uma comparação entre os tipos de injeção de tensão estudados, verifica-se que a técnica apresenta uma largura de faixa mais ampla e uma maior capacidade de rejeição a perturbação para a mesma amplitude. Dessa forma, esta forma de injeção de sinal será adotada neste trabalho para estimação em baixa velocidade.

Ainda com relação a injeção de portadora girante, foi verificado o desempenho do estimador de posição quando o sistema de acionamento apresenta restrições com relação ao sistema de medição de corrente e, quando ocorre uma distorção de tensão de alta frequência gerada pelo conversor. Para a configuração do sistema de medição de corrente do conversor da plataforma de testes e considerando uma possível distorção de tensão provocada pelo conversor de tensão, constata-se que o estimador de posição rotórica apresenta um erro em relação a posição medida, resultado das distorções provocadas por estes dois efeitos na componente de sequência negativa da corrente de alta frequência, a qual contém a informação da posição rotórica usada como entrada do observador.

O estudo demonstrou que o erro provocado na posição rotórica estimada pode ser minimizado pela modificação (adaptação) do sistema de medição de corrente, como o uso de um conversor A/D com maior resolução, por exemplo, de 10 bits para 14 bits. Por outro lado, em relação à geração de tensão de alta frequência, deve-se modificar o esquema de demodulação do sinal com o uso de um filtro passa-faixa antes da entrada do observador de posição rotórica.

# 4

## Estudo do limite superior para rastreamento em baixa velocidade

### 4.1 Introdução

As estratégias de estimação de posição em baixas velocidades baseadas na injeção de sinal (tensão ou corrente) tem se consolidado como um método popular para controle sem sensores de posição rotórica. Existem na literatura uma variedade de métodos baseados no rastreamento das saliências magnéticas a partir da injeção de sinal (persistentes ou transitórios) (Aihara et al., 1999),(Consoli et al., 2001),(Ogasawara e Akagi, 1998),(Corley e Lorenz, 1998),(Jansen e Lorenz, 1995),(Linke et al., 2002),(Jang et al., 2004),(Kim e Lorenz, 2004). Ribeiro et al. (1998) apresentou um estudo comparativo entre as técnicas de injeção (tensão ou corrente) no qual a forma de injeção em tensão propicia ao estimador uma largura de faixa mais ampla e uma implementação mais simples em um conversor industrial em relação a técnica de injeção de corrente. Dessa maneira, a injeção de tensão de alta frequência tem se tornado a forma mais empregada para rastreamento das saliências magnéticas em máquinas CA em baixa velocidade.

As formas de injeção de tensão podem ser divididas em duas categorias: portadora pulsante ou portadora girante. Alguns estudos foram elaborados visando a comparação entre as formas de injeção de tensão referentes aos seguintes fatores (Kim e Lorenz, 2004),(Ovrebo, 2004),(Caruana et al., 2006),(Raca et al., 2008),(Raca et al., 2010),(Bianchi e Bolognani,

2009): influência do tempo morto do inversor, processamento do sinal, complexidade de implementação, largura de faixa de estimação, existência de saliências múltiplas, efeitos de saturação magnética, influência da resistência do estator. Além disso, formas de transição entre estimadores baseados na injeção de sinal e estimadores baseados no rastreamento da fcm em função da velocidade de operação foram publicadas mostrando sua viabilidade (Silva et al., 2006), (Piippo et al., 2008). Apesar disso, Silva et al. (2006), Piippo et al. (2008) não discutem como identificar de forma generalizada a região de transição entre as técnicas, representando soluções particulares para o tipo de estimador-sistema de controle empregados. Entretanto, alguns trabalhos foram dedicados a identificação do limite inferior de operação dos métodos sensorless baseados na estimação da força contra-eletromotriz (fcm) (Ribeiro et al., 2006), (Hejny e Lorenz, 2009). Este limite pode ser associado a capacidade do sistema *sensorless* ter sua rigidez dinâmica reduzida quando a velocidade diminui, levando a instabilidade do sistema (Ribeiro et al., 2006). Por sua vez, Hejny e Lorenz (2009) concluíram que esse limite inferior de operação é causado pela influência das harmônicas produzidas pelo tempo morto do inversor fonte de tensão e pelas harmônicas da fcm gerada. Hejny e Lorenz (2009) estabeleceram um critério de definição da largura de faixa do estimador em função do conteúdo harmônico da velocidade estimada e assim, a velocidade mínima de operação da técnica em questão.

Portanto, na literatura não se verifica um estudo sobre quais fatores afetam a operação do estimador de posição baseado na injeção de sinal quando a velocidade de operação aumenta tampouco uma abordagem para determinação do limite superior de operação. Este capítulo apresenta um estudo sobre como identificar o limite superior de operação de estimadores baseados na injeção de tensão de alta frequência (portadora girante) identificando os fatores que influenciam a operação do sistema, estabelecendo uma velocidade máxima. Além disso, é definido um critério para se definir a largura de faixa do estimador para cada velocidade de operação, de maneira análoga ao estudo realizado por Hejny e Lorenz (2009) para técnicas de estimação baseadas na estimação da fcm. Os resultados de simulação demonstram quantitativamente as análises realizadas. Resultados experimentais da técnica de estimação de posição rotórica são apresentados.

## 4.2 Método de estimação baseado em saliências magnéticas

Esta seção tem por objetivo apresentar os fundamentos do método de estimação de posição/velocidade baseado em saliências magnéticas. O método de estimação de posição rotórica destinado para aplicações em baixas velocidades corresponde a técnica de injeção de sinal do tipo vetor de tensão girante no referencial estático (Ortega et al., 2006), (Silva et al., 2006). A tensão de alta frequência é sobreposta à excitação fundamental na saída do controlador de corrente, com magnitude e frequência  $V_h$  e  $\omega_h$ , respectivamente. A tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ ) pode ser definida como:

$$v_{sdqh}^s = V_h e^{j\omega_h t} \quad (4.1)$$

As correntes de alta frequência resultantes podem ser escritas como (4.2). Analisando-se a expressão da corrente resultante de alta frequência (4.2), verifica-se que a mesma é composta por duas componentes: uma componente de sequência positiva e uma componente de sequência negativa. A informação da posição da saliência rotórica está contida na componente de sequência negativa, indicada pelo termo  $2\theta_r$ .

$$i_{sdqh}^s = I_{hp} e^{j\omega_h t} + I_{hn} e^{j(-\omega_h t + 2\theta_r)} \quad (4.2)$$

onde:  $I_{hp} = \left( \frac{-jV_h}{2\omega_h l_{sd} l_{sq}} \right) (l_{sq} + l_{sd})$ ,  $I_{hn} = \left( \frac{jV_h}{2\omega_h l_{sd} l_{sq}} \right) (l_{sq} - l_{sd})$ .

Existem diversos esquemas de demodulação na literatura para a obtenção da posição rotórica contida na componente de sequência negativa. Um esquema de demodulação muito comum e de simples implementação está ilustrado na Figura 4.1. Neste esquema proposto por Ortega et al. (2006), as correntes de alta frequência produzidas na máquina são extraídas a partir de um filtro passa-faixa (FPF) sintonizado para frequência de  $v_{sdqh}^s$  ( $\omega_h$ ). Em seguida, o sinal filtrado é aplicado a um processo chamado filtragem síncrona (*Synchronous Frame Filtering - SFF*).

A filtragem síncrona é composta por algumas etapas. Inicialmente, a corrente de alta frequência é transformada para o referencial síncrono de sequência positiva ( $\omega_h$ ). O sinal neste referencial terá um nível CC e um termo função da frequência  $-2\omega_h + 2\omega_r$ . Um filtro passa-faixa de primeira ordem é utilizado para eliminação do nível CC. Posteriormente, os

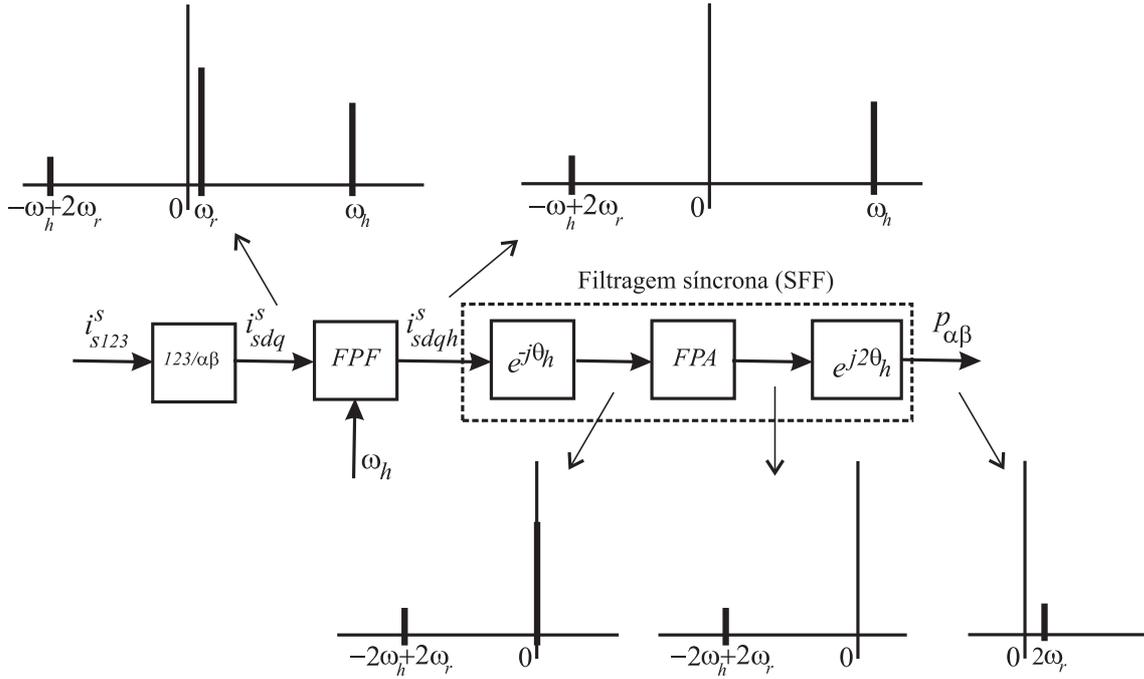


Figura 4.1: Diagrama de demodulação dos sinais de posição devido a injeção de portadora girante no referencial estacionário.

sinais resultantes são transformados para o referencial síncrono  $-2\omega_h$ . A saída desse processo de filtragem correspondem aos sinais  $p_\alpha$  e  $p_\beta$  que contém a informação de posição rotórica ( $2\theta_r$ ). Esses sinais podem expressos como:

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{hn} \cos(2\theta_r) \\ I_{hn} \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Após o estágio de demodulação, um produto cruzado com a posição rotórica estimada ( $\hat{\theta}_r$ ) é realizado, denominado de processo heterodino (*Heterodyning Process*) (Jansen e Lorenz, 1995). O estimador de posição rotórica baseado na injeção de portadora girante está ilustrado na Figura 4.2. O observador é composto por um controlador e pelo modelo físico do sistema (Kim e Lorenz, 2004). A largura de faixa de estimação é determinada pela sintonia dos ganhos do controlador ( $k_{io\_sal}, k_{po\_sal}, k_{do\_sal}$ ). O observador de rastreamento das saliências permite estimar a posição mecânica do rotor ( $\hat{\theta}_{rm\_sal}$ ) e a velocidade mecânica do rotor ( $\hat{\omega}_{rm\_sal}$ ). Este tipo de observador realiza a filtragem do ruído contido nos sinais  $p_\alpha$  e  $p_\beta$ . Esta configuração de estimador tem a propriedade de apresentar atraso nulo devido ao termo *feedforward* de torque de referência ( $T_e^*$ ) (Kim e Lorenz, 2004).



que à medida que a velocidade aumenta, surge um erro produzido pela variação rápida das indutâncias de alta frequência. Essa variação é refletida na amostragem das correntes de alta frequência ( $i_{sd}^s, i_{sq}^s$ ) e conseqüentemente, na qualidade dos sinais de posição ( $p_\alpha, p_\beta$ ).

Esta seção tem por objetivo apresentar um estudo sobre a influência desses efeitos na qualidade dos sinais de posição e seu impacto na qualidade das grandezas estimadas pelo observador, em especial, a velocidade rotórica estimada ( $\hat{\omega}_{r\_sal}$ ). O estudo foi realizado em simulação para um sistema de acionamento de uma máquina síncrona a ímã permanente com controle de velocidade sem sensor de posição. Os detalhes da implementação do sistema estão apresentados na seção 4.4.

### 4.3.1 Harmônicos de modulação do inversor fonte de tensão

Os harmônicos de modulação do inversor têm efeitos significativos em baixa velocidade devido à utilização limitada do barramento CC. A degradação dos sinais de posição nestas condições torna-se mais acentuada se a máquina apresentar uma pequena relação  $l_{sq}/l_{sd}$  (Caruana et al., 2006).

Considere o sistema da Figura 4.2 operando a velocidade constante de 12,6 rad/s, correspondente a uma frequência de operação de 2 Hz. Os perfis dos sinais ( $p_\alpha, p_\beta$ ) e das correntes  $i_{sd}^s, i_{sq}^s$  são mostrados na Figura 4.3. Pode-se verificar que as distorções dos sinais ocorrem durante o cruzamento por zero da componente fundamental das correntes de fase (Staines et al., 2005). A Figura 4.4 exhibe o espectro do sinal de posição e a presença de harmônicos de baixa frequência. Para as condições mostradas a tensão de barramento foi de 300 V. O índice de modulação ( $m$ ) corresponde a 0,21.

Os harmônicos de baixa frequência presentes nos sinais de posição serão propagados através do observador e estarão presentes na velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_sal}$ ). Esse efeito poderia ser minimizado caso a tensão de barramento fosse reduzida para essa faixa de velocidade. Os resultados para uma tensão de barramento igual a 150 V ( $m = 0,83$ ) encontram-se nas Figuras 4.5 e 4.6. Pode-se verificar que praticamente não há distorção nos sinais de posição quando comparado à situação na qual  $E_d = 300$  V (Figura 4.3).

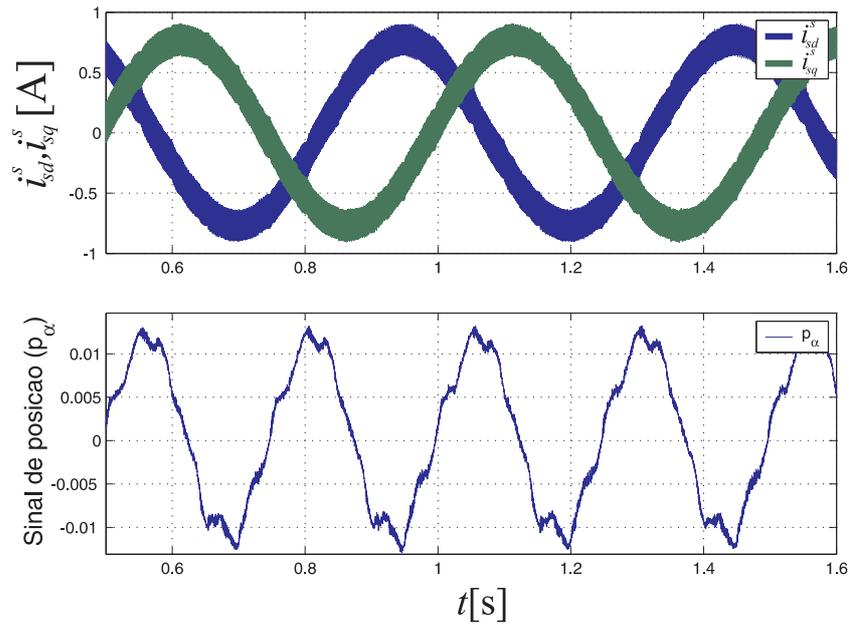


Figura 4.3: Correntes  $i_{sd}^s, i_{sq}^s$  e distorção do sinal de posição ( $p_\alpha$ ) devido ao conversor ( $\omega_r^* = 12,6$  rad/s,  $E_d = 300$  V).

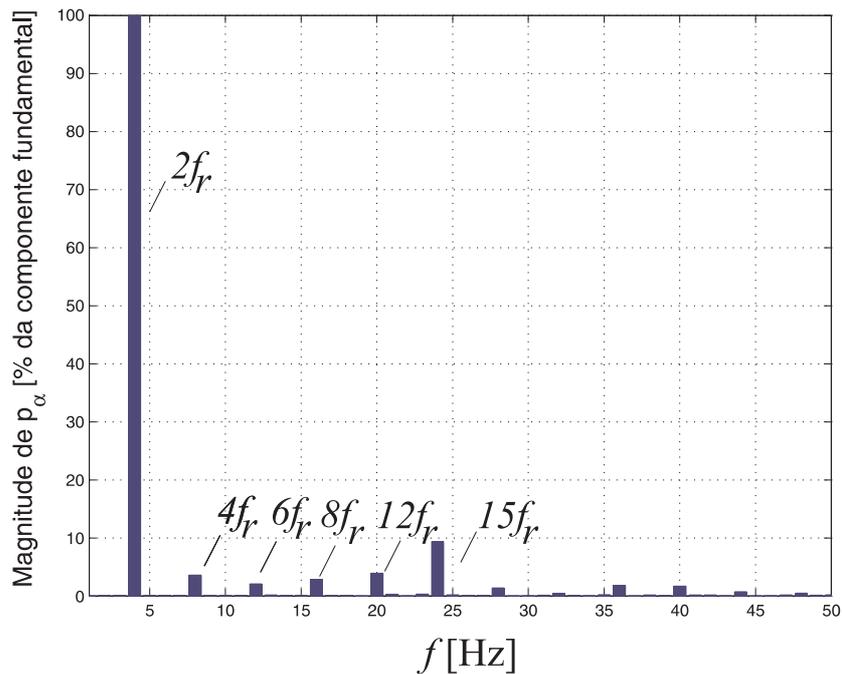


Figura 4.4: Espectro do sinal de posição  $p_\alpha$  ( $\omega_r^* = 12,6$  rad/s,  $E_d = 300$  V).

### 4.3.2 Influência da variação da amostragem das correntes de alta frequência

As técnicas de injeção de sinal consistem na aplicação de um sinal extra à excitação fundamental. O modelo de alta frequência derivado pressupõe que a variação da indutância do

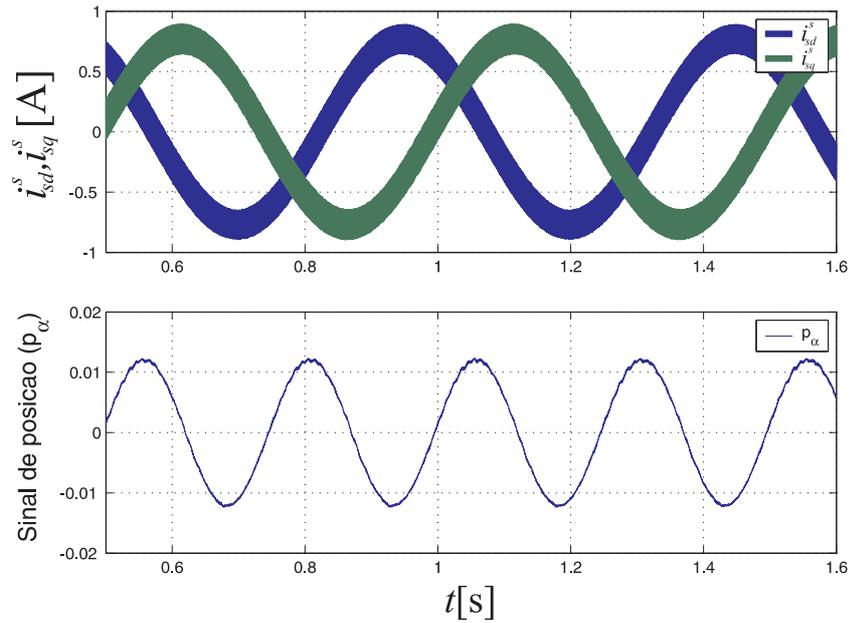


Figura 4.5: Correntes  $i_{sd}^s, i_{sq}^s$  e perfil do sinal de posição ( $p_\alpha$ ) para tensão de barramento CC reduzida ( $\omega_r^* = 12,6 \text{ rad/s}$ ,  $E_d = 150 \text{ V}$ ).

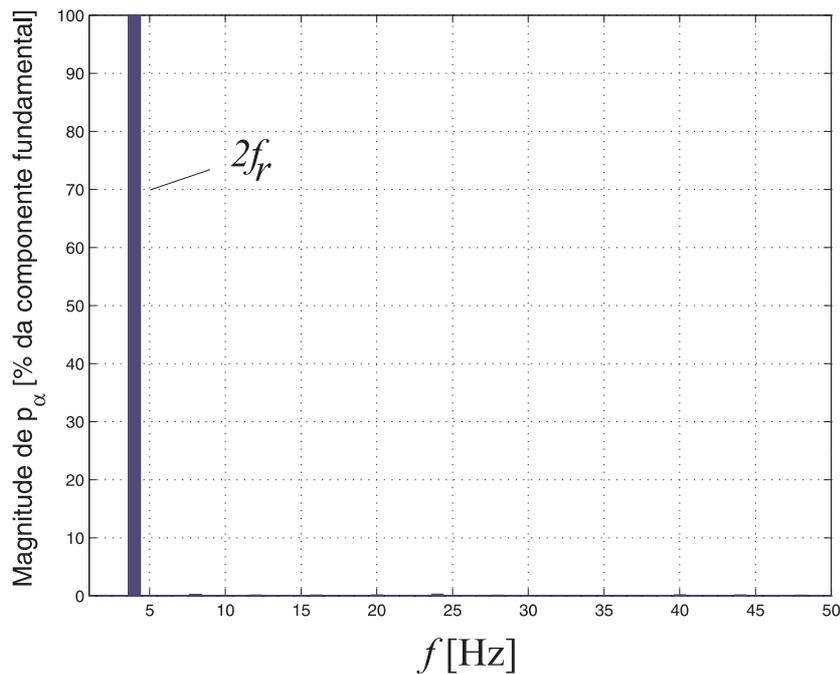


Figura 4.6: Espectro do sinal de posição  $p_\alpha$  para tensão de barramento CC reduzida ( $\omega_r^* = 12,6 \text{ rad/s}$ ,  $E_d = 150 \text{ V}$ ).

estator é mínima ou constante entre dois períodos de amostragem. Além disso, as estratégias de demodulação consistem na extração da informação de posição contida na envoltória das correntes de alta frequência (4.2).

Por outro lado, à medida que a velocidade aumenta, as indutâncias de alta frequên-

cia passam a variar entre períodos de amostragens consecutivos. Dessa maneira, para uma frequência de amostragem ( $f_{\text{sampl}}$ ) e uma frequência de portadora ( $f_h$ ) constantes, passa a ocorrer uma perda de informação inserida na envoltória das correntes  $i_{sdh}^s$  e  $i_{sqh}^s$ . Essa degradação pode ser caracterizada pela diminuição da ondulação em  $i_{sdh}^s$  e  $i_{sqh}^s$  representada pela redução do número de pontos amostrados. A perda de informação provoca um erro na estratégia de demodulação das correntes  $i_{sdh}^s$  e  $i_{sqh}^s$  causando o surgimento de uma componente harmônica em  $f_h + f_r$  nos sinais de posição  $p_\alpha, p_\beta$  (Figura 4.1).

Para ilustrar a influência do aumento da velocidade na obtenção dos sinais  $p_\alpha, p_\beta$ , considere os resultados exibidos nas Figuras 4.7 e 4.8, para os quais o sistema funciona a uma frequência fundamental ( $f_r$ ) de 2,0 Hz e 25,0 Hz, respectivamente. Os resultados foram obtidos utilizando-se uma fonte de tensão ideal visando eliminar a influência dos harmônicos gerados pela modulação do inversor. O conjugado de carga imposto equivale a 25% do valor nominal. Nos dois casos, o observador de posição apresenta uma largura de faixa de 395 Hz, aproximadamente. A magnitude e frequência de  $v_{sdqh}^s$  são 60 V e 1,0 kHz, respectivamente.

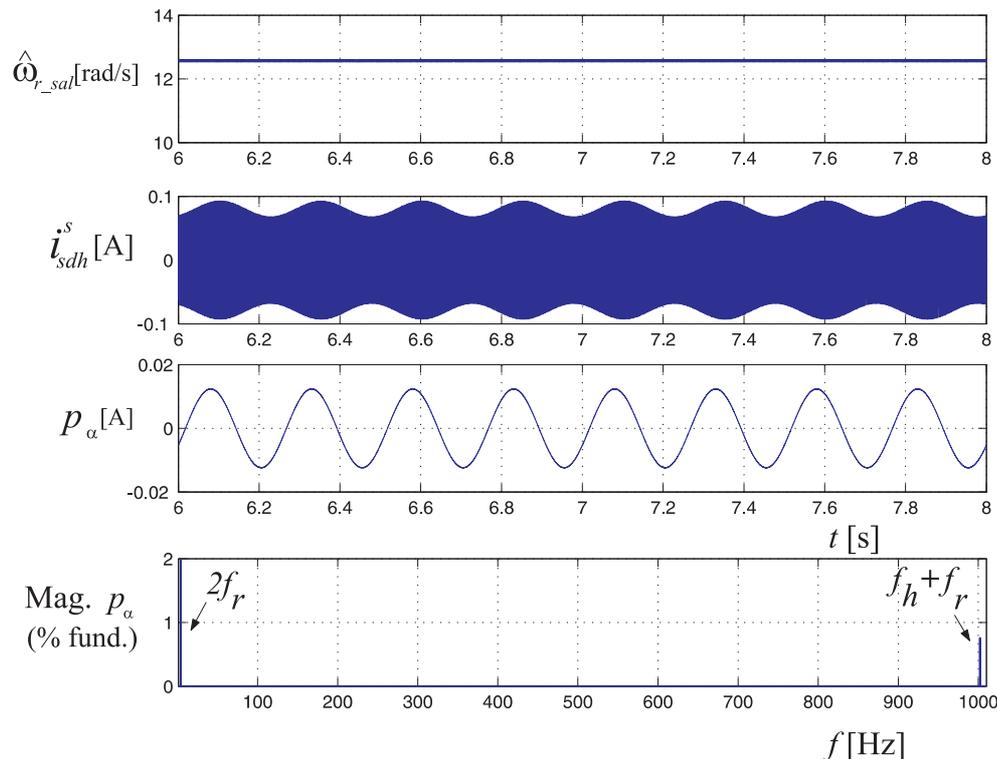


Figura 4.7: Perfil do sinal de posição  $p_\alpha$  para  $f_r=2,0$  Hz: velocidade estimada  $\hat{\omega}_{r\_sal}$ , corrente  $i_{sdh}^s$ , sinal de posição  $p_\alpha$ , espectro de  $p_\alpha$ .

Observando as Figuras 4.7 e 4.8, verifica-se que com o aumento da frequência de operação, a corrente  $i_{sdh}^s$  passa a apresentar menos pontos contendo a envoltória de posição. Assim,

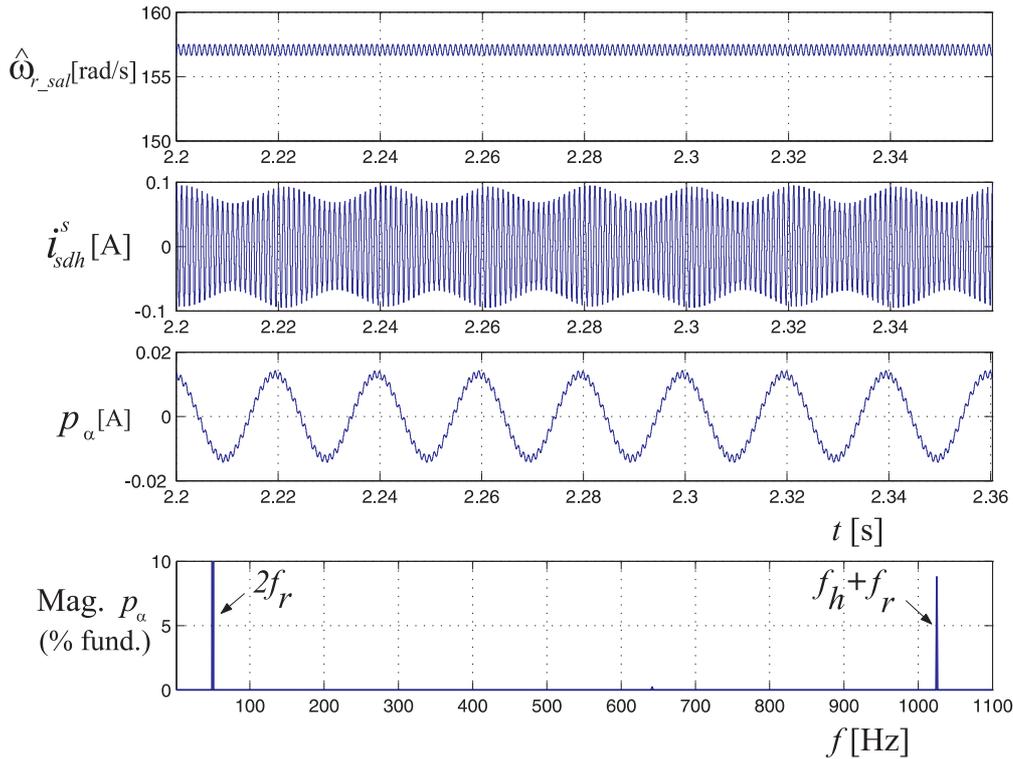


Figura 4.8: Perfil do sinal de posição  $p_\alpha$  para  $f_r=25,0$  Hz: velocidade estimada  $\hat{\omega}_{r\_sal}$ , corrente  $i_{sdh}^s$ , sinal de posição  $p_\alpha$ , espectro de  $p_\alpha$ .

percebe-se o surgimento de uma componente de alta frequência no sinal de posição  $p_\alpha$  além da componente fundamental em  $2f_r$  (50 Hz). Para a situação em análise, esse harmônico situa-se em  $f_h + f_r$ , ou seja, 1050 Hz. Em termos relativos, essa componente corresponde a 9% do valor da fundamental de  $p_\alpha$ .

Visando enfatizar a influência da amostragem das saliências magnéticas para produção dos sinais de posição ( $p_\alpha, p_\beta$ ), o teste foi repetido considerando-se mais valores de frequência de operação ( $f_r$ ) na faixa entre 2,0 Hz e 30 Hz. Os resultados encontram-se na Figura 4.9. Pode-se constatar o aumento gradativo da componente  $f_h + f_r$  com o aumento da velocidade, causando uma degradação do sinal de posição e, por sua vez, na velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_sal}$ ). Os sinais de alimentação foram obtidos a partir de um inversor fonte de tensão com tensão de barramento de 300 V.

Para minimizar o efeito da surgimento da componente  $f_h + f_r$  nos sinais  $p_\alpha, p_\beta$ , uma alternativa seria a utilização de um filtro passa-baixas em cascata com a filtragem síncrona (Staines et al., 2005), (Caruana et al., 2006). Entretanto, apesar da eliminação da harmônica em  $f_h + f_r$ , a utilização do filtro provocaria a inserção de atraso no ramo de estimação,

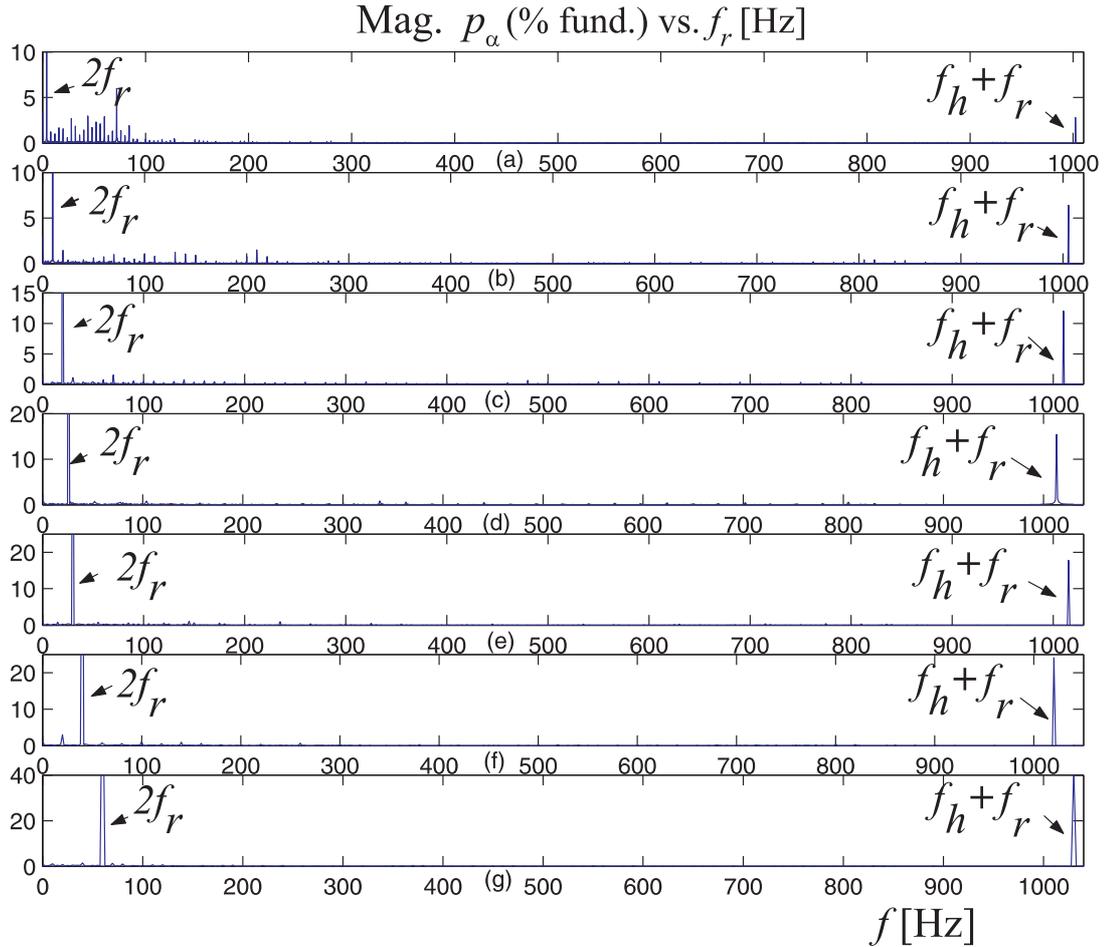


Figura 4.9: Espectro do sinal de posição  $p_\alpha$  em função da frequência de operação  $f_r$ : (a) 2,0 Hz, (b) 5,0 Hz, (c) 10 Hz, (d) 13 Hz, (e) 15 Hz, (f) 20 Hz, (g) 30 Hz.

reduzindo o tempo de resposta do estimador de posição.

Outra alternativa possível seria o aumento da frequência de  $v_{sdqh}^s$ , de modo que a envolvente que contém a informação em (4.2) tenha mais pontos. Para ilustrar o efeito do aumento da frequência de  $v_{sdqh}^s$  considere os resultados para  $f_r = 25$  Hz para  $f_h = 1250$  Hz. Verifica-se uma redução no termo  $f_h + f_r$  que corrompe os sinais de posição  $p_\alpha, p_\beta$ . Cabe destacar que, um aumento na frequência de  $v_{sdqh}^s$  para o mesmo valor de  $V_h$  implica em uma redução dos níveis de sinais de posição e conseqüentemente, em uma alteração na sintonia do observador. Entretanto, para se manter a mesma largura de faixa do observador, é necessário, portanto, aumentar de maneira proporcional a amplitude de  $v_{sdqh}^s$ . Para os resultados exibidos na Figura 4.10, a amplitude de  $v_{sdqh}^s$  é 75 V.

Como conseqüência, a presença dessa componente de alta frequência nos sinais de posição

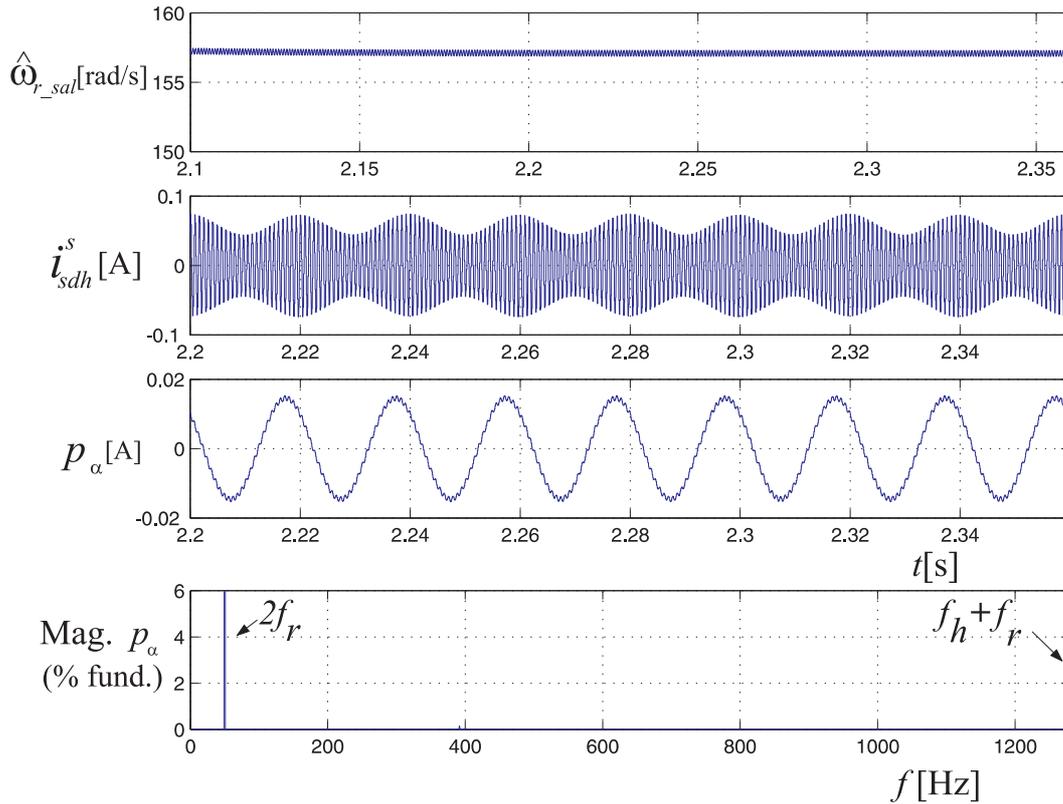


Figura 4.10: Redução da distorção do sinal de posição  $p_\alpha$  com o aumento de  $f_h$ : velocidade estimada  $\hat{\omega}_{r\_sal}$ , corrente  $i_{sdh}^s$ , sinal de posição  $p_\alpha$ , espectro de  $p_\alpha$ .

provoca o aumento do conteúdo CA da velocidade estimada  $\hat{\omega}_{r\_sal}$ . Portanto, esse fenômeno indica a necessidade de se estabelecer a largura de faixa do observador de posição de forma adequada em função da velocidade/frequência de operação do sistema.

#### 4.4 Avaliação do método de estimação

Esta seção tem como objetivo avaliar o desempenho do estimador de posição baseado na saliência quando a velocidade de operação aumenta, o valor eficaz do conteúdo CA da velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_CA}$ ) é calculada em função da velocidade ( $\omega_r$ ). O conteúdo CA presente na velocidade estimada será propagada através das malhas de controle de velocidade para a corrente de referência ( $i_{sq}^{r*}$ ). Uma corrente de referência com conteúdo harmônico elevado pode causar perdas adicionais e pode levar a uma atuação indevida do sistema de proteção do sistema de acionamento (Hejny e Lorenz, 2009).

O levantamento do conteúdo CA da corrente de referência  $i_{sq}^{r*}$  ( $i_{sq\_CA}^{r*}$ ) é realizado para

uma condição de controle de velocidade sem sensor de posição, destacando a necessidade de filtragem da velocidade estimada através do ajuste da largura de faixa do observador de posição (LFO) em função da velocidade.

Um valor limite do conteúdo CA de  $i_{sq}^{r*}$  será condicionado a uma redução da largura de faixa do observador. Por outro lado, uma redução na largura de faixa significa uma redução da capacidade de rejeição a perturbação do sistema em malha fechada. Um levantamento da rigidez dinâmica teórica do sistema em função da velocidade será apresentada. Portanto, esta relação de compromisso implica em um limite máximo (frequência) de operação do sistema em malha fechada sem sensor usando técnicas de estimação baseadas nas saliências magnéticas.

#### 4.4.1 Configuração do sistema simulado

O diagrama do sistema de acionamento estudado está representado na Figura 4.11. O sistema foi simulado em C++ e corresponde ao controle de velocidade de um motor síncrono a ímã permanente sem sensor de posição/velocidade rotórica. O controlador de velocidade é composto por controlador PI convencional. O controle de corrente é implementado a partir de dois controladores PI síncronos no referencial síncrono do rotor. O controlador de corrente implementa o desacoplamento da  $f_{cm}$  gerada e dos termos de acoplamento cruzado entre os eixos  $d$  e  $q$ . A referência de corrente do eixo  $d$  é definida como zero. Dessa forma, o torque eletromagnético desenvolvido é função apenas da componente de corrente de eixo  $q$ . A descrição do procedimento de sintonia dos controladores de velocidade e corrente encontra-se no Apêndice A.

A tensão de alta frequência aplicada tem magnitude e frequência de 60 V e 1,0 kHz, respectivamente. O conversor de potência é um inversor fonte de tensão sem efeitos de tempo morto. Os sinais de comando das chaves do conversor são gerados a partir da modulação senoidal do tipo escalar. A frequência de chaveamento e a frequência de amostragem são iguais a 10 kHz. A tensão de barramento é mantida em 300V. O período de amostragem das variáveis é o mesmo para todos os blocos do sistema e igual a  $100\mu s$ . Os parâmetros dos controladores empregados no sistema encontram-se na Tabela 4.4. A máquina simulada corresponde a um motor síncrono com os ímãs permanentes montados na superfície do rotor.

Os parâmetros da máquina estão listados na Tabela 4.2.

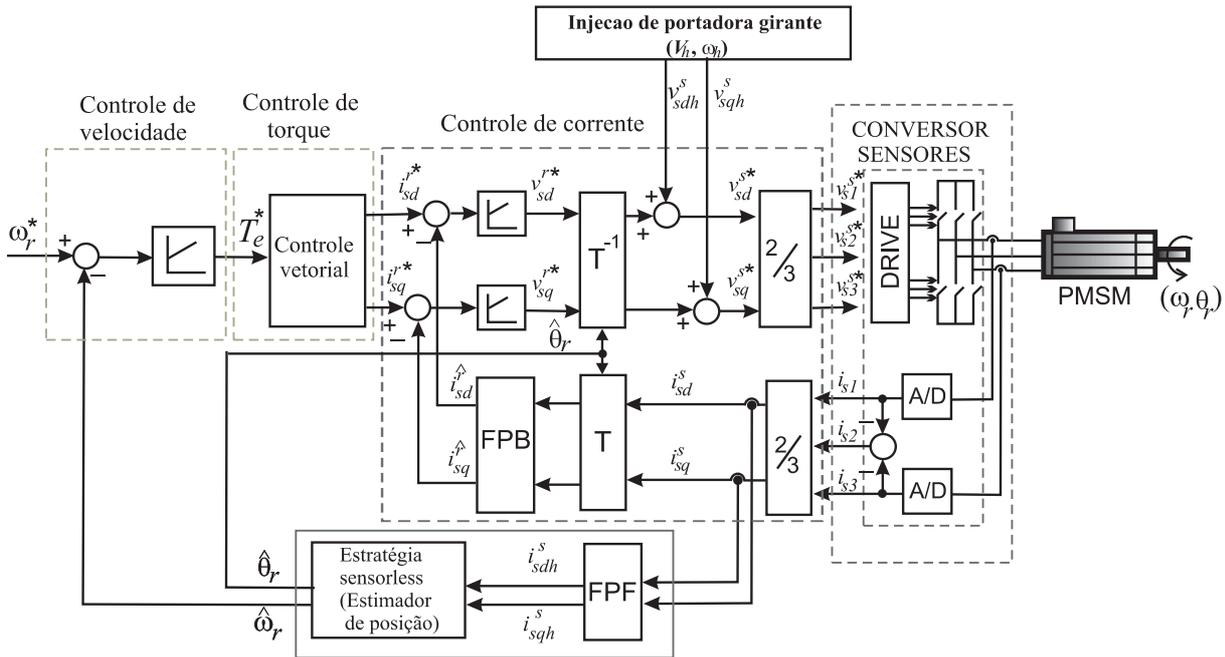


Figura 4.11: Diagrama do sistema de controle de velocidade sem sensor de posição rotórica em baixa velocidade utilizando a técnica de injeção de portadora girante.

Parâmetro	Valor
Largura de faixa do controlador de corrente ( $d$ e $q$ )	250 Hz
Largura de faixa do controlador de velocidade (PI)	10 Hz
Amplitude da tensão de alta frequência ( $V_h$ )	60 V
Frequência da portadora ( $f_h$ )	1000 Hz
Tensão do barramento CC	300 V
Período de amostragem	100 $\mu$ s
Frequência de chaveamento	10 kHz

Tabela 4.1: Parâmetros dos controladores, do conversor de potência e especificação da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ )-(Figura 4.11).

#### 4.4.2 Degradação da qualidade da velocidade estimada

Para avaliar o ruído na velocidade estimada pelo observador de rastreamento de saliência, o conteúdo CA da velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_sal\_CA}$ ) versus a velocidade de operação ( $\omega_r$ ) em função da largura de faixa do observador (LFO) foi obtida (Figura 4.12). O conteúdo

Parâmetro	Valor nominal
Potência (kW)	0,4
Corrente máxima (A)	2,0
Tensão nominal (V)	220
Velocidade máxima (rpm)	3.000
Torque máximo (N.m)	1,6
Resistência ( $\Omega$ )	6,187
Indutância $l_{sd}$ (mH)	24
Indutância $l_{sq}$ (mH)	33
Cte. de $f_{cem}$ (V/krpm)	26,5
Pares de polos	4
Momento de inércia ( $\text{kg.m}^2$ )	$0,084 \cdot 10^{-3}$

Tabela 4.2: Parâmetros nominais do motor síncrono a ímã permanente.

CA da velocidade estimada foi determinado calculando-se o valor eficaz da grandeza em cada situação (Akagi et al., 2007). Para obtenção deste resultado, a malha de controle de velocidade utiliza como realimentação a velocidade rotórica medida ( $\omega_r$ ). Para a condição de teste, a largura de faixa do observador foi variada para 7 valores na faixa entre 340 (LFO<sub>1</sub>) e 990 Hz (LFO<sub>7</sub>) (Figura 4.12) .

Observando-se os resultados da Figura 4.12, pode-se verificar que à medida que a velocidade de operação ( $\omega_r$ ) aumenta, para cada largura de faixa do observador, o conteúdo CA da velocidade estimada aumenta ( $\widehat{\omega}_{r\_sal}$ ). Notadamente, a depender da largura de faixa escolhida para o observador, pode ocorrer um aumento de até 4 vezes o conteúdo harmônico, para uma determinada velocidade de operação. Portanto, esse resultado justifica a necessidade da sintonia do observador de posição ser adequada visando a minimização das oscilações da velocidade estimada.

As curvas da velocidade estimada ( $\widehat{\omega}_{r\_sal}$ ) em função da velocidade de referência, encontram-se na Figura 4.13. Para tanto, a velocidade de referência foi alterada na faixa de 12,6 rad/s (2 Hz) a 126 rad/s (20 Hz), utilizando o observador de posição rotórica com largura de faixa de 340 Hz. O nível de conjugado de carga aplicado corresponde a 25% do valor máximo. Para essa sintonia especificamente, o conteúdo CA da velocidade estimada aumenta em decorrência dos efeitos descritos na seção anterior, o que pode inviabilizar a sua utilização para

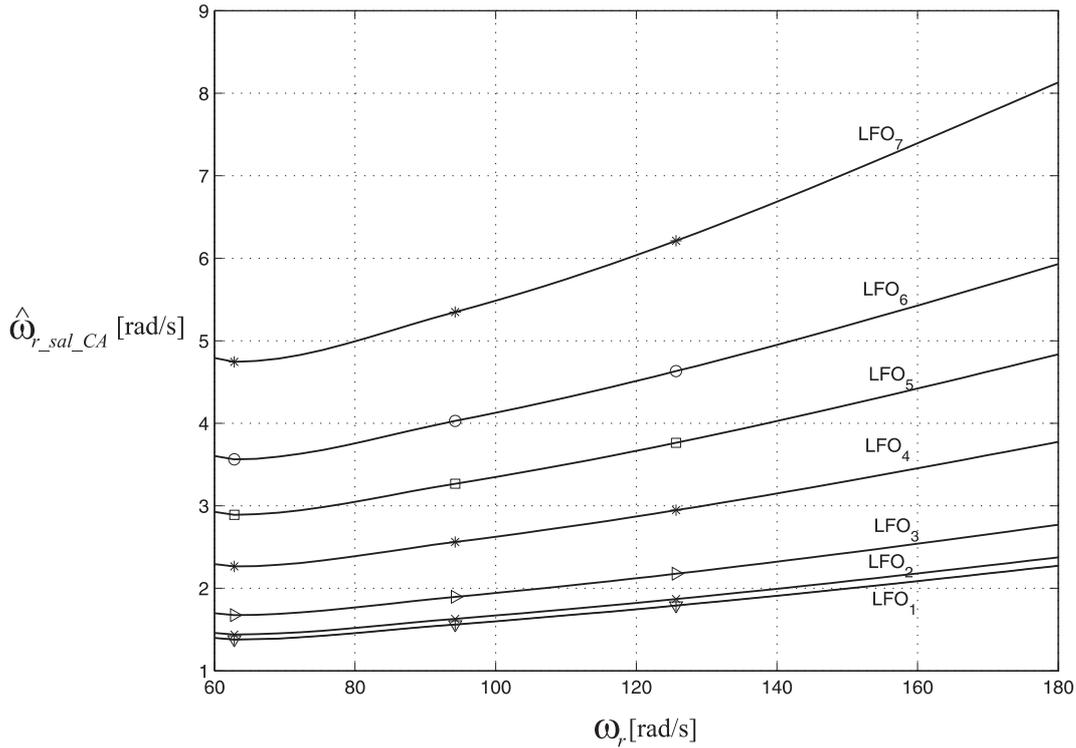


Figura 4.12: Conteúdo harmônico da velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_sal\_CA}$ ) em função da largura de faixa do observador (LFO), em função da velocidade  $\omega_r$ .

realimentação de velocidade acima de 126 rad/s ( $f_r = 20$  Hz).

#### 4.4.3 Determinação da largura de faixa do observador de posição

O ruído presente na velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_sal}$ ) propaga-se para a corrente de referência ( $i_{sq}^{r*}$ ) o que pode produzir, por sua vez, aquecimento e levar a uma perda de controle do sistema (Hejny e Lorenz, 2009) (Figura 4.14). Para ilustrar esse fenômeno, considere os resultados simulados para o caso de controle sensorless de velocidade (Figuras 4.15 e 4.16). Na Figura 4.15 são mostradas as curvas de velocidade estimada em função da velocidade de referência mantendo-se a largura de faixa do estimador fixa (LFO = 480 Hz). As curvas de corrente de referência  $i_{sq}^{r*}$  imposta pelo controlador de conjugado para cada condição de operação são exibidas na Figura 4.16.

Notadamente, à medida que a velocidade do motor aumenta, a largura de faixa do observador de posição deve ser ajustada para manter o conteúdo harmônico de  $i_{sq}^{r*}$  constante independente da velocidade de operação ( $\omega_r$ ). A Figura 4.17 ilustra o valor eficaz do conteúdo CA da corrente de referência ( $i_{sq}^{r*}$ ) em função da largura de faixa do observador. O

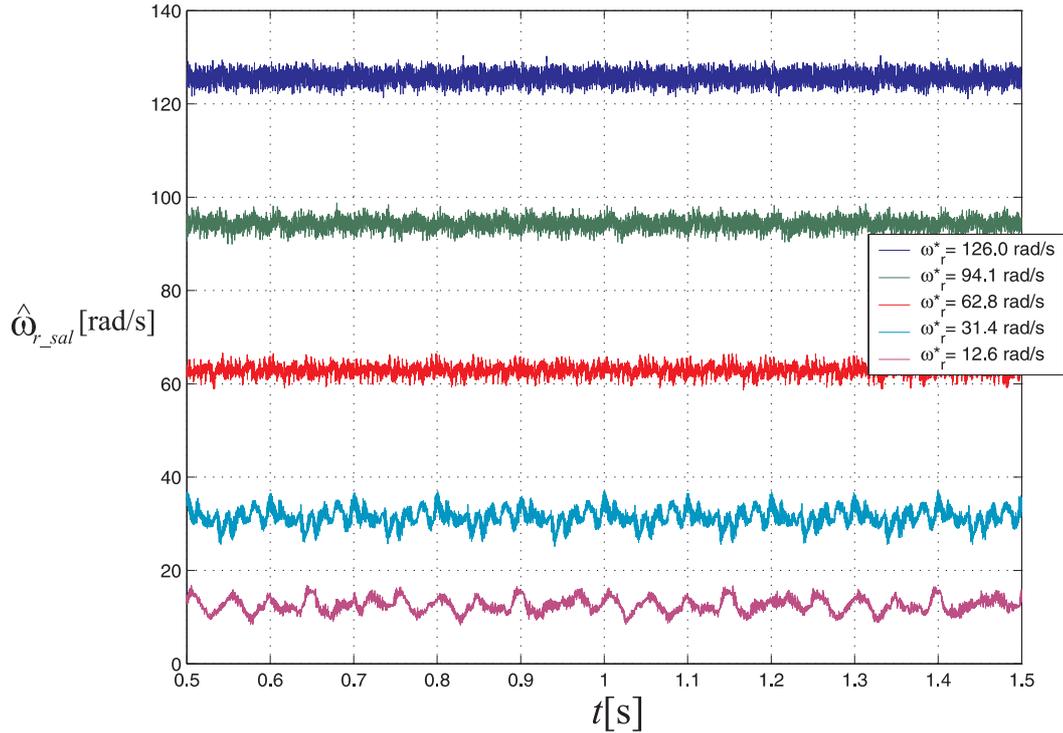


Figura 4.13: Curvas da velocidade rotórica estimada ( $\hat{\omega}_{r\_sal}$ ) em função da velocidade de referência ( $\omega_r^*$ ), observador de posição com largura de faixa de 340 Hz.

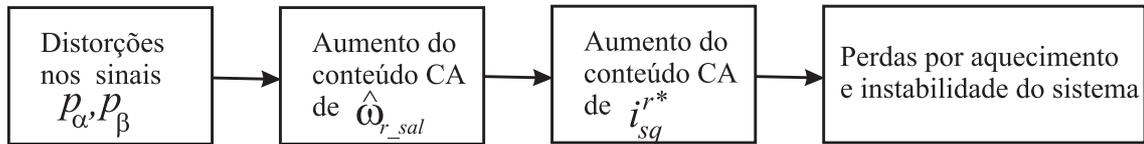


Figura 4.14: Impacto do aumento de velocidade em um sistema de controle de velocidade sem sensor baseado na injeção de sinal.

sistema opera com realimentação de posição e velocidade utilizando as grandezas estimadas ( $\hat{\omega}_{r\_sal}, \hat{\theta}_{r\_sal}$ ). A sintonia do estimador é variada de modo que a largura de faixa varia entre 334 Hz (LFO<sub>1</sub>) e 962 Hz (LFO<sub>5</sub>). A velocidade de referência do motor é aumentada gradativamente entre 62 rad/s ( $f_r = 10$  Hz) e 126 rad/s ( $f_r = 20$  Hz).

A observação dos resultados de simulação apresentados na Figura 4.17 permite-nos concluir que o aumento da velocidade de operação provoca uma diminuição da relação sinal-ruído da corrente de referência ( $i_{sq}^{r*}$ ), o que pode conduzir a uma condição instável de operação. Assumindo como critério o valor máximo da relação sinal-ruído de  $i_{sq}^{r*}$ , pode-se obter uma relação para se determinar a largura de faixa do estimador de posição para cada velocidade de operação ( $\omega_{r\_sal}$ ). Dessa forma, neste trabalho foi assumido  $0,04I_N$  como o valor eficaz máximo do conteúdo CA de  $i_{sq}^{r*}$  para a faixa de velocidade considerada.

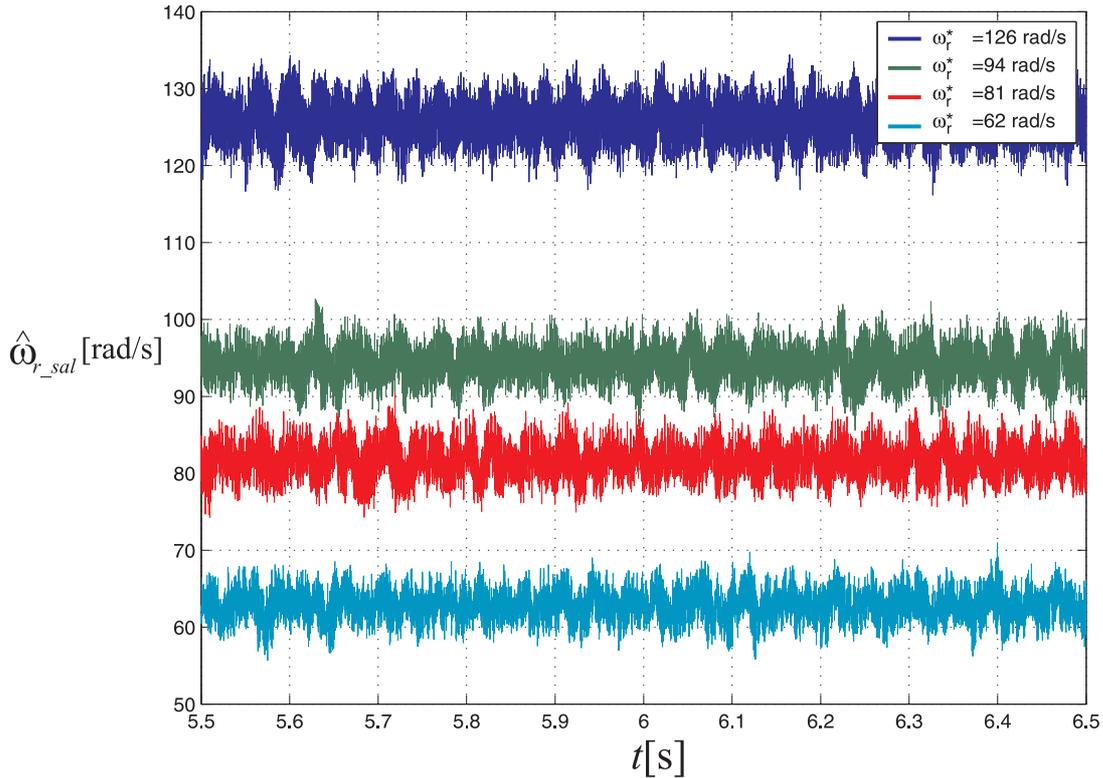


Figura 4.15: Curvas da velocidade estimada  $\hat{\omega}_{r\_sal}$  em função da velocidade de referência, largura de faixa do observador de posição (LFO) igual a 480 Hz - Controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade.

Dessa maneira, a Figura 4.19 mostra a largura de faixa do observador (LFO) versus a velocidade de operação para manter em  $0,04I_N$  o valor máximo do conteúdo CA de  $i_{sq}^{r*}$  quando o controle de velocidade em malha fechada utiliza o rastreamento da posição das saliências da máquina. Verifica-se que, para se aumentar a velocidade de operação do sistema *sensorless* de controle velocidade utilizando a injeção de sinal, é preciso a redução gradual da largura de faixa do estimador de posição para que a relação de sinal-ruído de  $i_{sq}^{r*}$  seja a mesma.

Os ganhos do observador de posição rotórica ( $k_{po\_sal}, k_{io\_sal}, k_{do\_sal}$ ) correspondentes às larguras de faixa (LFO1-LFO5) utilizados no estudo do perfil do conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq}^{r*}$  em função da velocidade  $\omega_r$  (Figura 4.17) são armazenados em uma tabela função da velocidade de referência  $\omega_r^*$ . Dessa forma, os ganhos do observador de posição são modificados em função da velocidade de referência com a finalidade de manter o conteúdo CA da corrente  $i_{sq}^{r*}$  abaixo do valor  $0,04I_N$ . Esse procedimento de ajuste da largura de faixa do estimador em função do nível de sinal-ruído de  $i_{sq}^{r*}$  é representado na Figura 4.18.

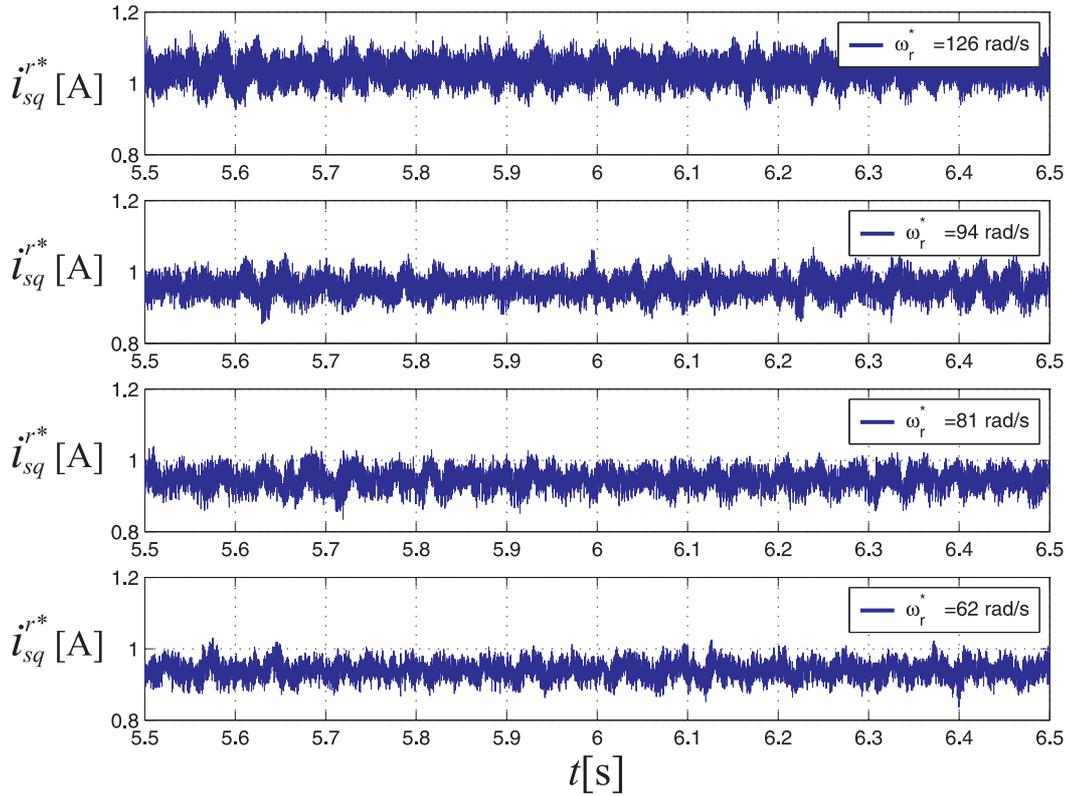


Figura 4.16: Curvas da corrente de referência  $i_{sq}^{r*}$  em função da velocidade de referência, para largura de faixa do observador de posição (LFO) igual a 480 Hz - Controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade.

Em razão dos resultados, pode-se avaliar a Rigidez Dinâmica do sistema *sensorless* (*Dynamic Stiffness*) para a faixa de velocidade em análise, tendo como restrição a relação sinal-ruído da corrente de referência ( $i_{sq}^{r*}$ ).

#### 4.4.4 Avaliação da rigidez dinâmica do sistema

Em função do ajuste da largura de faixa do observador de posição, notadamente a redução da mesma, espera-se a redução da capacidade de rejeição a perturbações impostas pela carga, ou seja, a redução da rigidez dinâmica do sistema (*Dynamic Stiffness Frequency Response - DSFR*). A Rigidez Dinâmica é definida como a quantidade de perturbação necessária para provocar um erro de uma unidade na grandeza de saída do sistema (Lorenz, 2001).

Para o sistema em questão, a Rigidez Dinâmica refere-se a quantidade de torque de carga necessária para provocar um erro unitário na velocidade. Esse parâmetro pode ser expresso

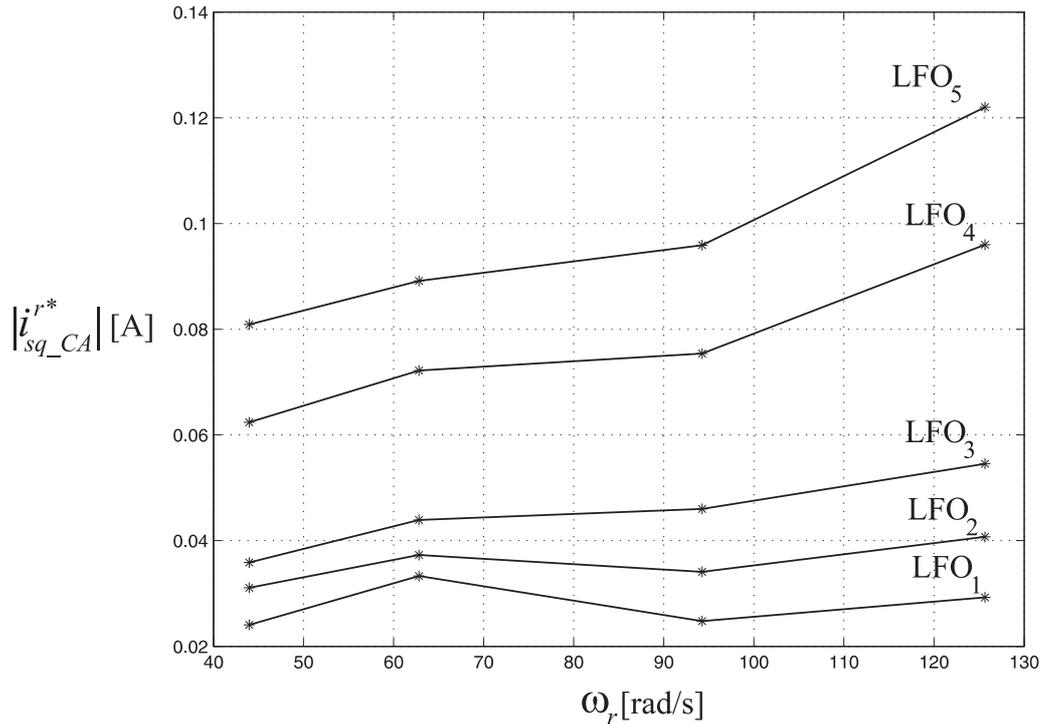


Figura 4.17: Conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq}^{r*}(|i_{sq\_CA}^{r*}|)$  vs.  $\omega_r$  para diferentes larguras de faixa do observador de posição rotórica - Controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade.

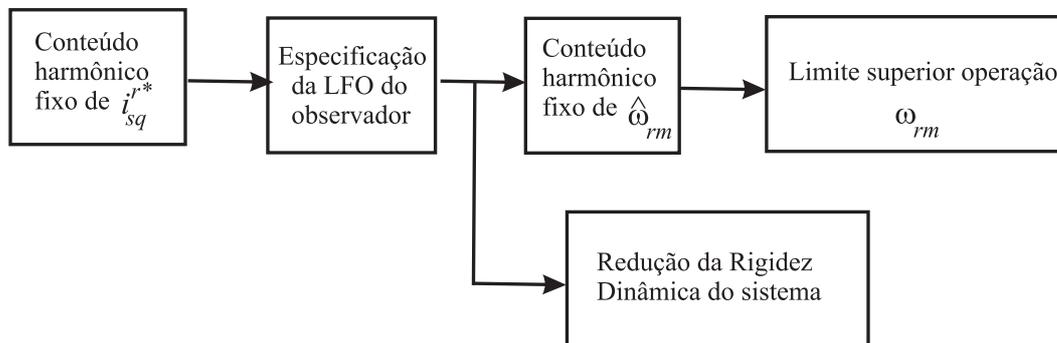


Figura 4.18: Procedimento da restrição do conteúdo CA da corrente  $i_{sq}^{r*}$  como parâmetro de escolha da LFO do estimador de posição.

como:

$$DSFR(\omega) = \left| \frac{T_L(\omega)}{\omega_r(\omega)} \right| \quad (4.4)$$

A função de transferência obtida é denominada de Função de Transferência Empírica Estimada (*Empirical Transfer Function Estimate - ETFE*) (Ljung, 1999). Em (4.4),  $T_L(\omega)$  e  $\omega_r(\omega)$  correspondem as FFTs do perfil de carga e da velocidade desenvolvida, respectivamente. De maneira análoga ao procedimento adotado por (Hejny e Lorenz, 2009), um perfil de carga é aplicado enquanto o motor PMSM é mantido a velocidade constante utilizando

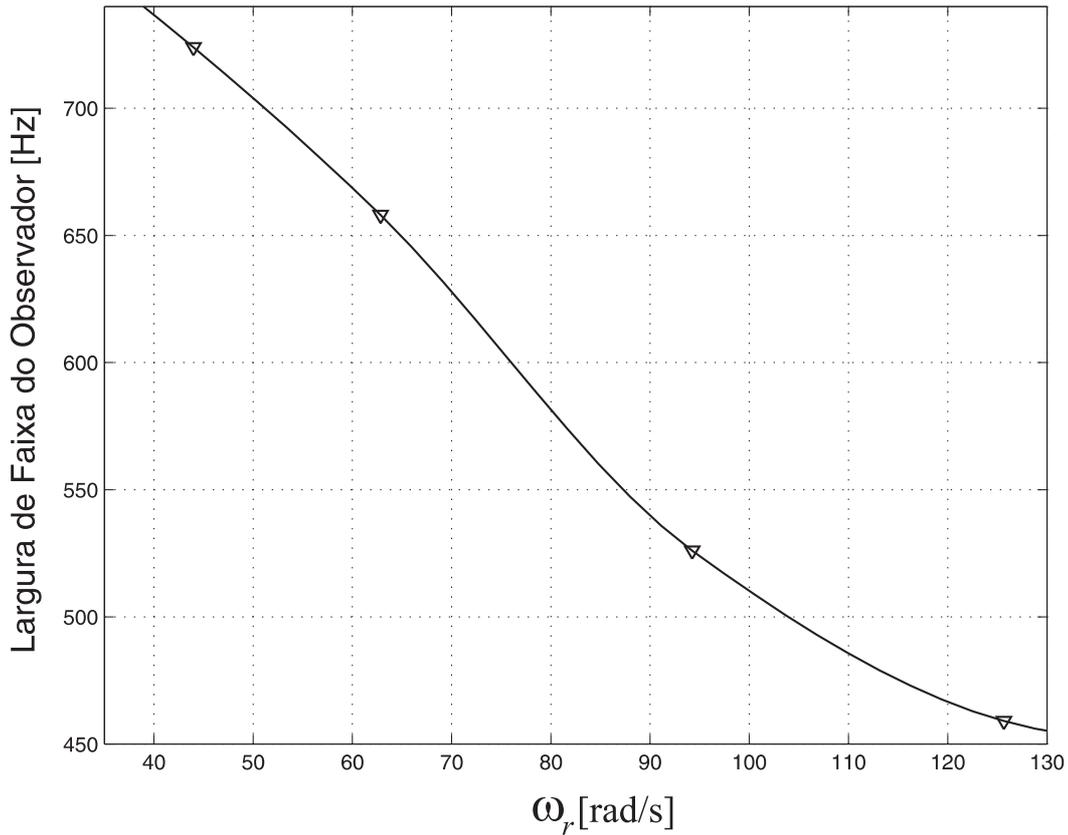


Figura 4.19: Largura de faixa do observador de posição em função da velocidade de operação para manter  $|i_{sq\_CA}^{r*}| \leq 0,04I_N$ .

as grandezas estimadas. A representação do ensaio simulado encontra-se na Figura 4.20.

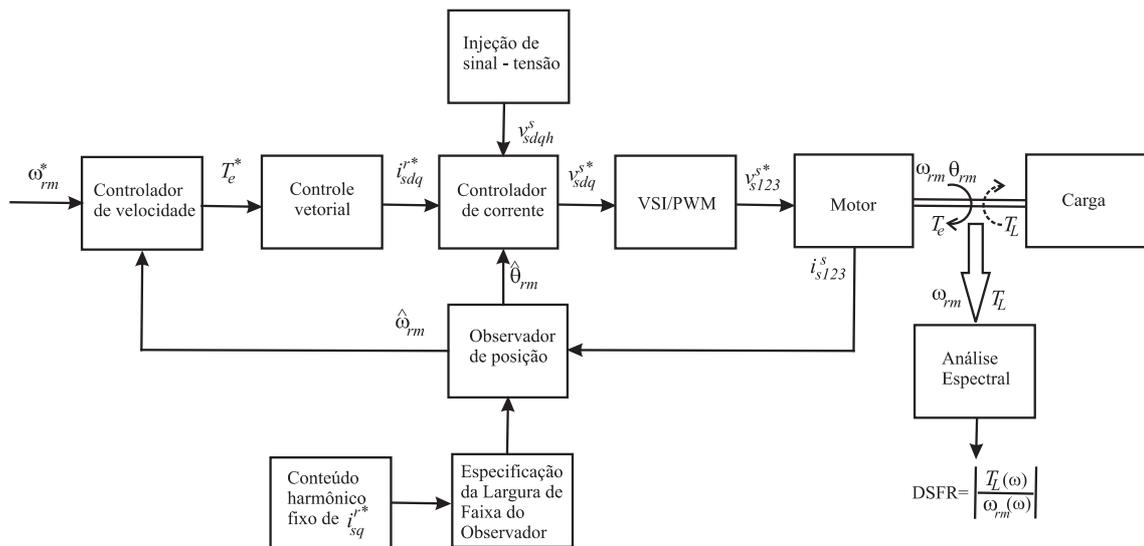


Figura 4.20: Diagrama para levantamento da rigidez dinâmica (DSFR) do controle de velocidade sem sensor de posição rotórica.

O perfil de carga imposta corresponde a um sinal *chirp* com aumento linear da frequência

na faixa de 0 a 100 Hz em um intervalo de 1,4 s. A Figura 4.21 exibe o torque e a velocidade desenvolvida utilizando as grandezas medidas.

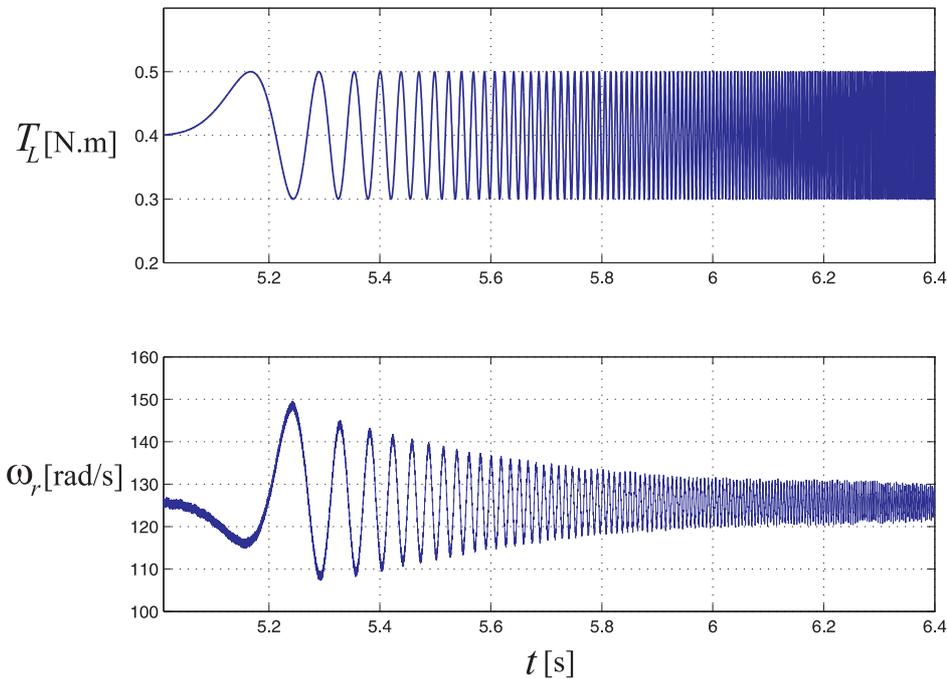


Figura 4.21: Excitação e resposta para o teste de rigidez dinâmica (DSFR): torque de carga ( $T_L$ ) aplicado (*chirp* [0-100 Hz]) e, velocidade desenvolvida ( $\omega_r$ ).

Os testes em simulação foram realizados para operação do sistema de controle de velocidade com o ajuste da largura de faixa do observador conforme análise realizada na seção anterior. O sistema foi avaliado para operação sensorless para três velocidades distintas: 62 rad/s ( $f_r = 10$  Hz, LFO = 724 Hz), 94 rad/s ( $f_r = 13$  Hz, LFO = 526 Hz) e 126 rad/s ( $f_r = 20$  Hz, LFO = 459 Hz). A resposta do sistema de controle de velocidade utilizando as grandezas medidas para 126 rad/s também é usada como referência. A Figura 4.22 exibe as curvas de rigidez dinâmica após um procedimento de suavização (Ljung, 1999). A resposta em frequência da DSFR foi suavizada utilizando uma janela de Parzen (*Parzen window*) (Ljung, 1999) para  $\gamma = 20$  (largura da janela de frequência). A frequência de amostragem dos sinais corresponde a  $100 \mu\text{s}$ .

Observando-se os resultados da Figura 4.22, pode-se constatar que à medida que a velocidade de operação aumenta, a capacidade do sistema de controle *sensorless* de rejeitar as perturbações impostas pela carga diminui. Portanto, pode-se alcançar velocidades de operação maiores utilizando-se a posição estimada pelo rastreamento das saliências magné-

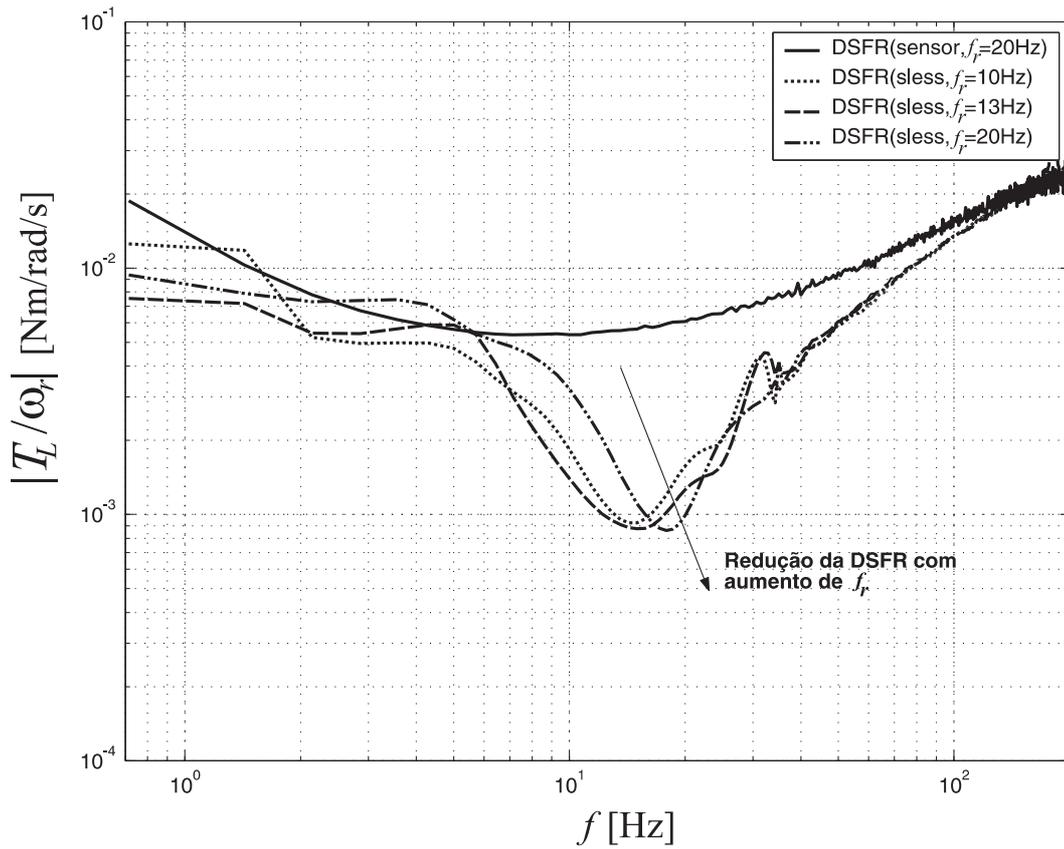


Figura 4.22: Rigidez dinâmica (DSFR) do sistema de controle de velocidade *sensorless* utilizando injeção de sinal em função da velocidade ( $\omega_r$ ) - Função de Transferência Empírica Estimada Suavizada (*smooth ETFE*) utilizando uma janela de Parzen ( $\gamma = 20$ ).

ticas, contudo, ocorre uma redução da rigidez dinâmica do sistema. Essa redução ocorre de maneira que o sistema pode se tornar instável quando uma carga é aplicada.

Assim, o limite superior de velocidade de operação para a estratégia de estimação baseada na injeção de sinais dependerá da rigidez dinâmica necessária para a aplicação particular. Portanto, em aplicações com aumento da velocidade de operação, deve-se considerar o emprego de estratégias de estimação de posição baseadas na *fcem* ou ainda, uma possível integração entre dois métodos de estimação de posição rotórica (*saliência* e *fcem*).

## 4.5 Resultados experimentais

Os algoritmos de controle e estimação de posição rotórica em baixa velocidade foram implementados em uma plataforma de acionamento e controle de motores síncronos a ímãs permanentes. A plataforma experimental é composta por um computador, dois conversores industriais, dois motores síncronos a ímãs permanentes e uma placa de interface entre computador e o microprocessador instalado no conversor industrial que aciona o motor de testes (Conversor 1). A Figura 4.23 mostra um diagrama da plataforma de testes com a indicação dos principais elementos do sistema de acionamento.

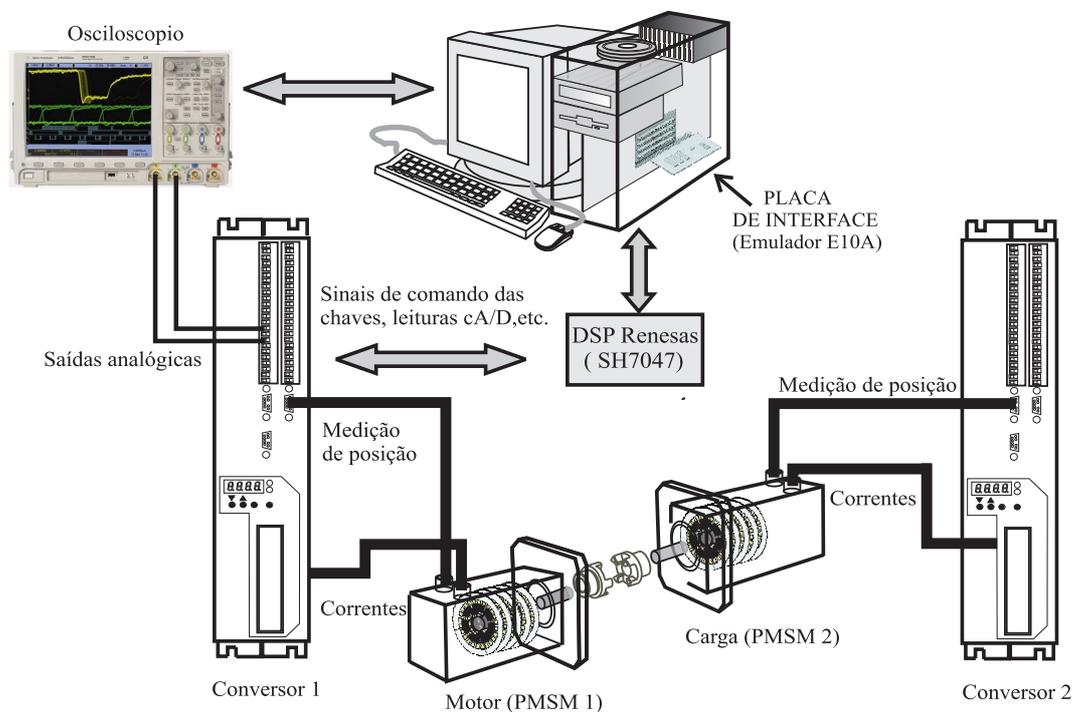


Figura 4.23: Plataforma experimental.

Os algoritmos de controle e estimação de posição simulados em ponto-flutuante no ambiente C++ são convertidos para a representação ponto-fixa utilizando os valores de base (corrente, tensão e velocidade) adotados pelo conversor industrial. O conversor 1 utiliza um microprocessador Renesas SH7047 que executa as instruções na linguagem Assembly. Dessa forma, o código obtido na representação ponto-fixa em C++ é escrito para a Linguagem Assembly utilizada pelo microprocessador.

O microprocessador SH7047 é um processador com arquitetura RISC com palavras de 32 bits. A frequência máxima de execução das instruções dos algoritmos pelo dispositivo é

40 MHz. Além disso, o microprocessador apresenta dois conversores D/A (12 bits) os quais são utilizados para escrita das variáveis durante a execução do programa. Os sinais gerados nas saídas analógicas são visualizados no osciloscópio digital de 4 canais.

O programa executado pelo processador (*firmware*) é composto por rotinas que realizam as seguintes tarefas: (i) aquisição das leituras de corrente de fase e posição/velocidade rotóricas, (ii) execução das rotinas de controle e estimação de posição implementadas, (iii) configuração da interface IHM do conversor, (iv) execução de rotinas de proteção do sistema e (v) escrita de variáveis do programa nas duas saídas analógicas disponíveis. O tempo mínimo necessário para execução de todas as rotinas para configuração e controle pelo microprocessador é  $140\mu\text{s}$ . A Figura 4.24 exibe o diagrama de tempo no qual é destacado o intervalo reservado para cada tarefa pelo processador. No diagrama,  $T_1$  indica o tempo transcorrido para amostragem das variáveis do programa,  $T_2$  o tempo necessário para execução das instruções de controle e estimação,  $T_3$  representa o intervalo de tempo para execução das rotinas de proteção e escrita nas saídas analógicas,  $T$  o tempo total necessário para realização de todas as tarefas e  $T_{PWM}$  o período do sinal de comando da chave superior do braço 1 (fase 1) do inversor.

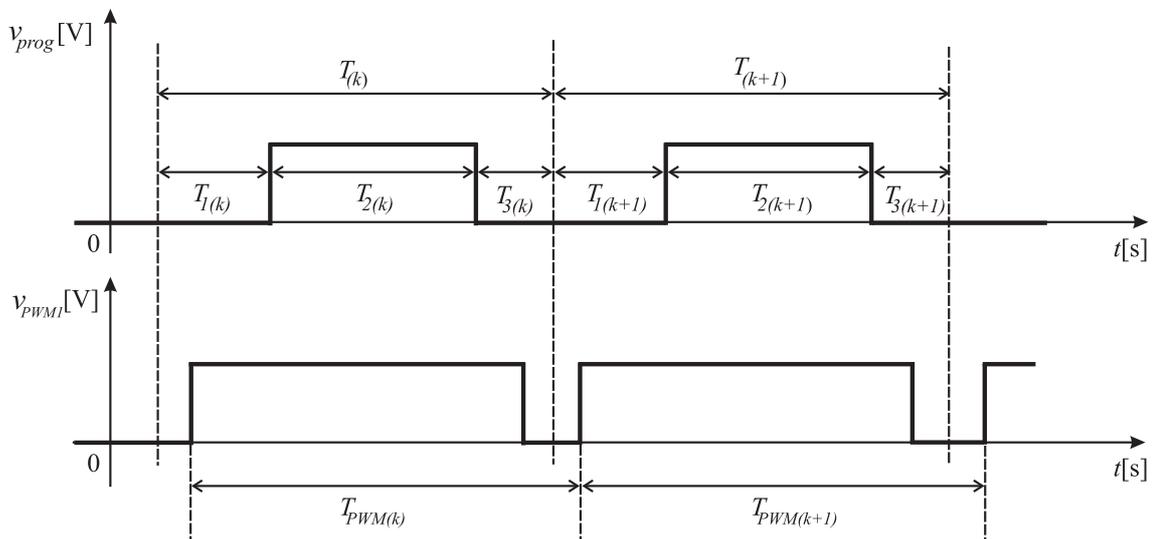


Figura 4.24: Diagrama de temporização.

Em função desta condição, a frequência de chaveamento do conversor é igual a 7,14 kHz. O período de amostragem das variáveis é  $140\mu\text{s}$ . Baseada nessa restrição do tempo de execução das rotinas de controle e proteção do sistema, a frequência da tensão de alta frequência  $v_{sdqh}^s$  foi definida de modo que o período do sinal correspondesse a um múltiplo

inteiro do período de amostragem, ou seja,  $T_h = T_s/k_n$ . Dessa forma, a frequência do sinal  $v_{sdqh}^s$  vale 446,43 Hz, portanto, a relação entre as frequências de amostragem e do sinal injetado é  $k_n = 16$ .

Uma placa de interface entre o computador e o microprocessador SH7047 (Emulador E10A) é utilizada para programação do algoritmo de controle no microprocessador SH7047 (conversor 1). O conversor industrial 2 é programado através de uma IHM local para definir os modos de controle do motor PMSM 2 que funciona como carga. O motor 2 pode operar em dois modos: controle de torque ou controle de velocidade.

Um sensor de posição do tipo *resolver* instalado no eixo do motor 1 é usado para medir a posição mecânica do rotor. A leitura de posição do *resolver* é usada como referência de posição para fins de comparação com a posição rotórica estimada. Os parâmetros nominais dos motores a ímãs permanentes estão listados na Tabela 4.3. A tensão de barramento CC é ajustada para 230 V. O tempo morto do inversor fonte de tensão é 2,50 $\mu$ s. Para compensar os efeitos do tempo morto do inversor, é implementada a técnica de compensação escalar dos pulsos de comando das chaves do inversor. Os parâmetros dos controladores de velocidade e de corrente, especificações do conversor estão listados na Tabela 4.4.<sup>1</sup>

Parâmetro	Motores	
	PMSM 1	PMSM 2
Potência nominal (kW)	0,40	1,14
Tensão nominal (V)	220	220
Torque nominal (N.m)	1,60	2,50
Resistência de fase ( $\Omega$ )	6,19	0,66
Indutância $l_{sd}$ (mH)	24	1,93
Indutância $l_{sq}$ (mH)	33	2,28
Pares de polos	4	4
Velocidade máxima (rpm)	3.000	6.000
Cte. de $f_{cem}$ (V/krpm)	56,16	26,50

Tabela 4.3: Parâmetros nominais dos motores a ímãs permanentes.

<sup>1</sup>Outros detalhes do funcionamento da plataforma experimental encontram-se no Apêndice D.

Parâmetro	Valor
Largura de faixa do controlador de corrente ( $d$ e $q$ )	250 Hz
Largura de faixa do controlador de velocidade (PI)	10 Hz
Frequência da tensão de alta frequência ( $f_h$ )	446,43 Hz
Amplitude da tensão de alta frequência ( $V_h$ )	56 V
Tensão do barramento CC	230 V
Tempo-morto do inversor	2,50 $\mu$ s
Período de amostragem	140 $\mu$ s
Frequência de chaveamento	7,14 kHz

Tabela 4.4: Parâmetros dos controladores, do conversor de potência e especificação da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ )

### Distorção da tensão de alta frequência gerada

A injeção de sinal de alta frequência requer uma separação espectral entre a frequência do sinal aplicado e a largura de faixa do controlador de corrente, com o objetivo de evitar uma reação do controlador de corrente às componentes do sinal de alta frequência. Esta separação espectral é obtida com o aumento do valor da frequência  $f_h$  ou ainda com a redução da largura de faixa do controlador de corrente.

A redução da largura de faixa do controlador de corrente causa a redução da rigidez dinâmica do controle de corrente. Por outro lado, devido as restrições de *hardware* do sistema a frequência  $f_h$  é fixa e vale 446,43 Hz. Além disso, um aumento adicional na frequência  $f_h$  implica na redução da amplitude da componente de sequência negativa de  $i_{sdqh}^s$  que contém a informação de posição. Esta opção não é interessante pois seria necessário o aumento proporcional da amplitude da tensão aplicada para se manter o mesmo valor de amplitude dessa componente.

Uma alternativa é a adoção de filtros no ramo de realimentação de corrente com o objetivo de eliminar as componentes de alta frequência presentes no sinal  $i_{sdq}^s$ . Uma estrutura de filtro que satisfaz a este critério é o filtro rejeita-faixa (*Band-Stop Filter-BSF*). A Figura 4.25 apresenta o esquema de filtragem implementado. O filtro BSF corresponde à cascata de dois filtros BSFs. O primeiro filtro BSF (BSF-p) é responsável pela remoção da componente de sequência positiva do vetor  $i_{sdq}^s$ . O segundo filtro BSF (BSF-n) realiza a filtragem da componente de sequência negativa presente no sinal de saída do filtro BSF-p. O sinal obtido

$i_{sdq-f}^s$  é composto apenas pela componente fundamental do sinal  $i_{sdq}^s$ .

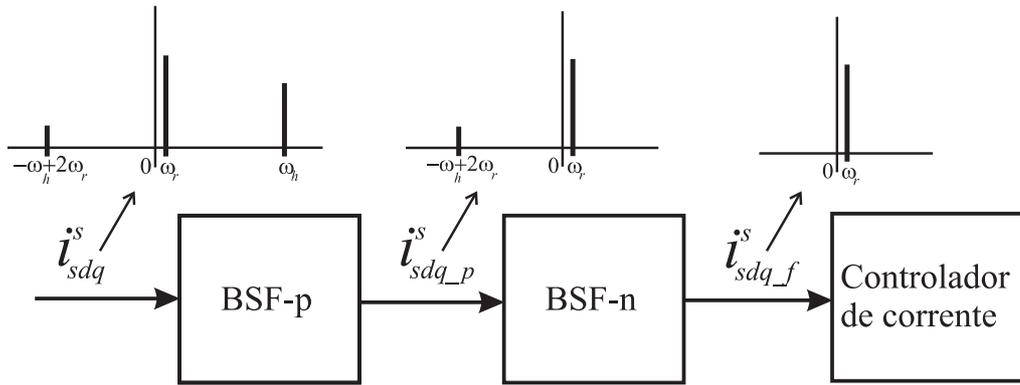


Figura 4.25: Diagrama de filtragem para extração das componentes do sinal  $i_{sdqh}^s$  do vetor corrente  $i_{sdq}^s$ .

A função de transferência complexa do filtro BSF equivalente é dada em (4.5), onde  $\omega_{hpf}$  e  $\omega_{hnf}$  correspondem às larguras de faixa dos filtros BSF-p e BSF-n, respectivamente.

$$\frac{i_{sdq-f}^s}{i_{sdq}^s}(s) = \left( \frac{s - j\omega_h}{s - j\omega_h + j\omega_{hpf}} \right) \left( \frac{s + j\omega_h}{s - j\omega_h + j\omega_{hnf}} \right) \quad (4.5)$$

A resposta em frequência do filtro BSF vista no referencial estacionário é mostrada na Figura 4.26. As larguras de faixa dos filtros BSF-p e BSF-n são iguais e foram sintonizadas para  $2\pi 10$  rad/s. A partir da resposta em frequência, é possível verificar que o filtro BSF atenua as componentes de sequência positiva ( $\omega_h$ ) e negativa ( $-\omega_h$ ) do sinal de alta frequência  $i_{sdqh}^s$ , de modo que o sinal  $i_{sdq-f}^s$  seja composto apenas pela componente fundamental da corrente. Portanto, o uso do filtro BSF evita uma reação do controlador de corrente ao sinal de alta frequência ( $i_{sdqh}^s$ ), gerando componentes adicionais de tensão de alta frequência.

Para avaliar a geração de tensão de alta frequência por parte do inversor de fonte de tensão foi realizado um ensaio no qual é aplicada apenas a tensão  $v_{sdqh}^s$  no motor PMSM1. Neste ensaio, não é gerada a excitação fundamental. O motor é mantido a velocidade constante de 150 rpm (10 Hz) através da máquina auxiliar PMSM2. As tensões de linha ( $v_{s12}, v_{s23}$ ) e as correntes de fase ( $i_{s1}, i_{s3}$ ) da máquina foram medidas em um osciloscópio de 4 canais. Os sinais foram armazenados em arquivos contendo 100.000 pontos para cada variável com uma frequência de amostragem de 100 kHz. Posteriormente, o espectro dos vetores  $v_{sdqh}^s$  e  $i_{sdqh}^s$  foram obtidos através do cálculo da FFT no ambiente do *software* MATLAB.

A geração da tensão de alta frequência foi testada para 3 valores de amplitudes de  $v_{sdqh}^s(V_h)$ : 27V, 41V e 56V. A tensão de barramento CC é ajustada para 115V. O espectro

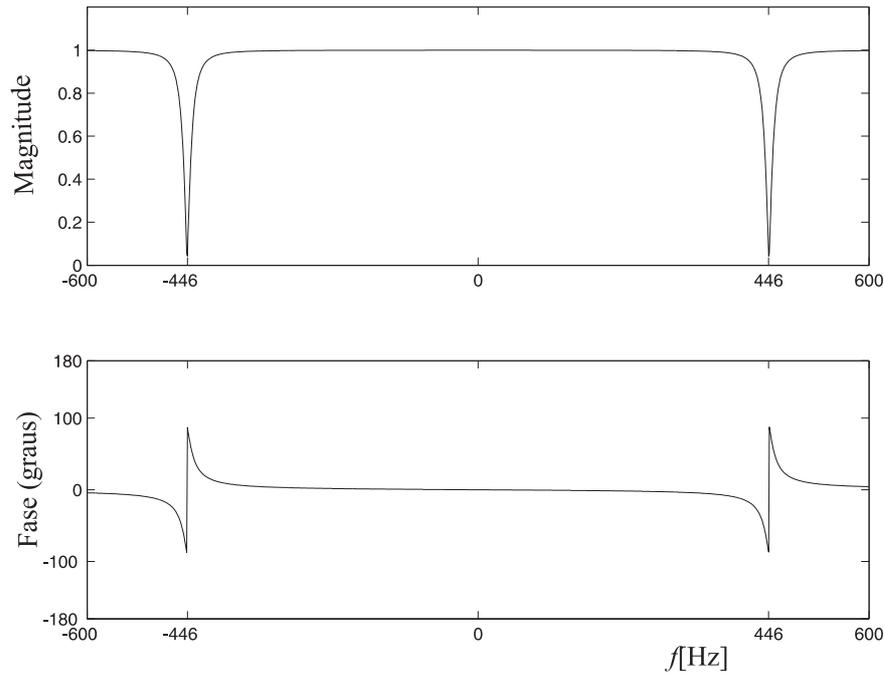


Figura 4.26: Resposta em frequência complexa do filtro BSF para extração da componente fundamental  $i_{sdq}^s$  - vista do referencial estacionário.

do vetor tensão de alta frequência é mostrado na Figura 4.27 para os três valores de  $V_h$ . Na Figura, observa-se a produção da componente de tensão de alta frequência em  $f_h = 446,43$  Hz. Contudo, é possível verificar que o inversor também produz componentes de sequência negativa na vizinhança de  $f_h = -446,43$  Hz. Além disso, as magnitudes dessas componentes de alta frequência aumentam de acordo com o aumento da amplitude da tensão gerada  $V_h$ .

Conforme discutido no Capítulo 3, a distorção da tensão de alta frequência, especialmente em  $f_h = -446,43$  Hz, provoca a produção de uma componente de sequência negativa na corrente  $i_{sdqh}^s$  na mesma frequência. Este efeito pode ser constatado no espectro do vetor  $i_{sdq}^s$  exibido na Figura 4.28. Além disso, verifica-se que a relação entre a magnitude da componente de  $i_{sdq}^s(f = -f_h)$  e a magnitude da componente de interesse em  $i_{sdq}^s(f = -f_h + 2f_r)$  aumenta quanto menor for a magnitude de  $V_h$  (Figura 4.28(c)). Esses resultados são compatíveis com os resultados do estudo realizado por García et al. (2007) para avaliação das fontes de distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$ . A presença de uma componente fundamental da corrente estatórica  $i_{sdq}^s$ , visualizada na Figura 4.28(a) deve-se ao fato de que o motor de testes funciona como gerador durante o ensaio, assim, uma fcm é gerada provocando a circulação de corrente.

O efeito do surgimento de uma componente adicional de sequência negativa em  $i_{sdqh}^s$  é

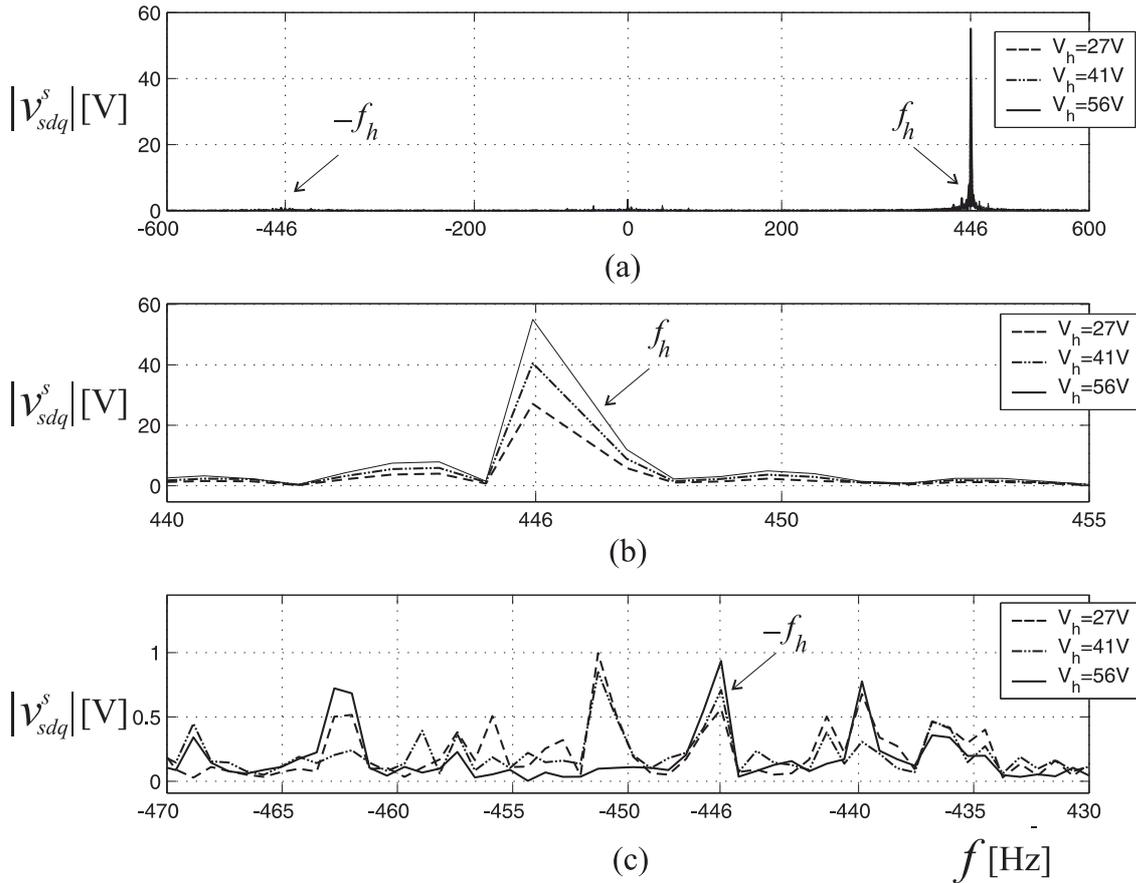


Figura 4.27: Espectro experimental da tensão de alta frequência  $v_{sdqh}^s$  para diferentes amplitudes ( $E_d = 115$  V,  $f_h = 446, 43$  Hz): (a) componentes de sequência positiva e negativa, (b) componente de sequência positiva, (c) componente de sequência negativa.

a geração de um nível CC nos sinais de entrada do observador de posição rotórica ( $p_{\alpha\beta}$ ). Para demonstrar o impacto da distorção de tensão nos sinais  $i_{sdqh}^n$ , um ensaio foi realizado no qual a tensão  $v_{sdqh}^s$  é aplicada para um acionamento a velocidade constante de 150 rpm (10 Hz), a amplitude de  $v_{sdqh}^s$  igual a 56 V e tensão de barramento CC de 230 V. A Figura 4.29(a) exibe as formas de onda dos sinais de entrada do observador ( $p_{\alpha\beta}$ ). Os sinais foram calculados a partir do esquema de demodulação implementado, medidos no osciloscópio a partir das saídas analógicas do microprocessador. O espectro do vetor  $i_{sdqh}^n$  foi obtido a partir do cálculo da FFT. A frequência de amostragem dos sinais é de 100 kHz, 100.000 pontos foram armazenados para cada forma de onda. O espectro do vetor  $p_{\alpha\beta}$  é mostrado na Figura 4.29(b). Portanto, o surgimento de um componente CC do espectro de  $p_{\alpha\beta}$  significa que este componente não é dependente da posição rotórica ( $\theta_r$ ).

O nível CC produzido nos sinais de entrada do observador de posição pode ser mini-

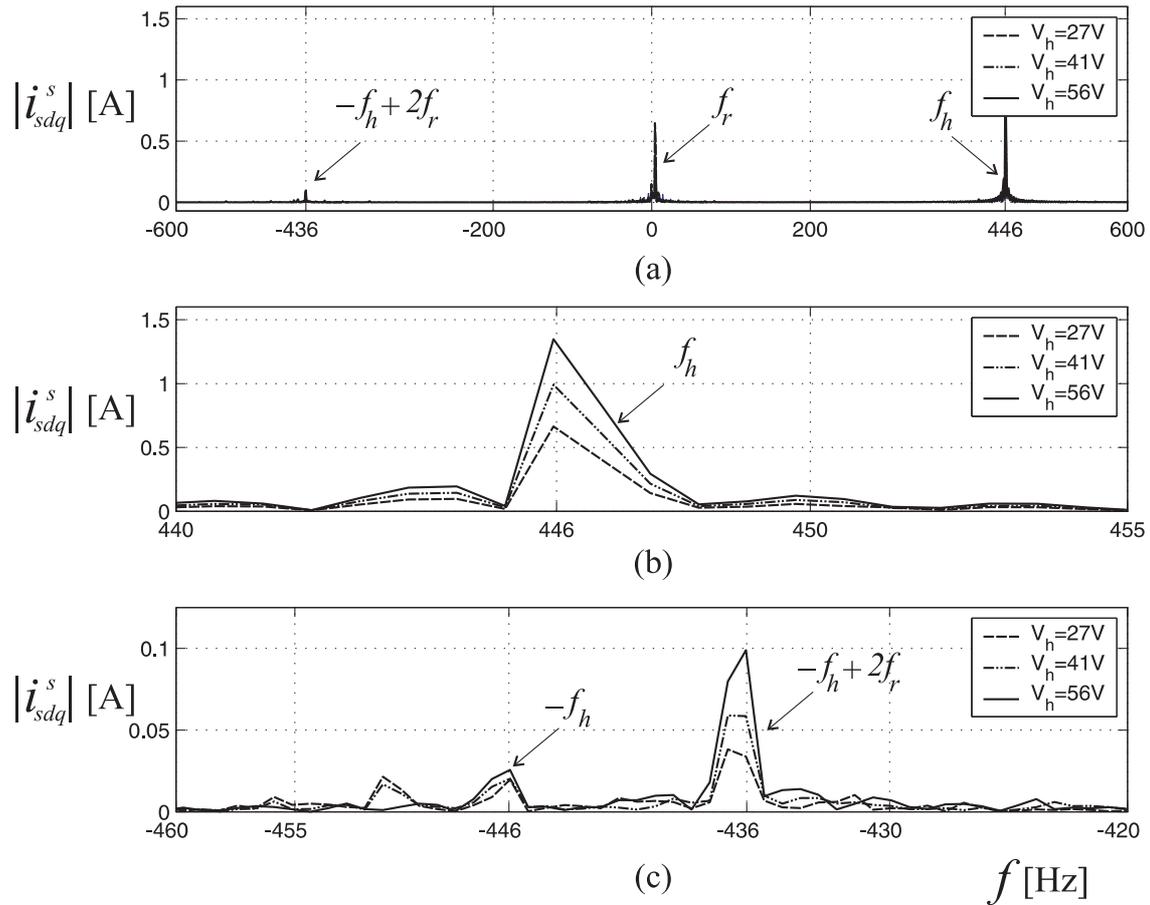


Figura 4.28: Espectro experimental da corrente de alta frequência  $i_{sdqh}^s$  para diferentes amplitudes ( $E_d = 115V$ ,  $f_h = 446, 43Hz$ ):(a)componentes de seqüência positiva e negativa, (b)componente de seqüência positiva, (c)componente de seqüencia negativa.

mizado utilizando uma técnica de desacoplamento de saliências estacionárias como a proposta por Degner e Lorenz (1998). Todavia, como constatado nos resultados anteriores, o nível CC produzido pela distorção é dependente da amplitude do sinal de alta frequência gerado ( $V_h$ ), é necessário, portanto, se estimar a amplitude dessa grandeza para cada condição de injeção de sinal. A opção adotada neste trabalho foi a implementação de um filtro passa-faixa com frequência central  $2\omega_r$  e ganho unitário nesta frequência (3.56), após o estágio de demodulação. A Figura 4.30 mostra as formas de onda dos sinais  $p_\alpha$  e  $p_\beta$  e o espectro do vetor  $p_{\alpha\beta}$  após a utilização do filtro passa-faixa, para as mesmas condições de teste da Figura 4.29. Para o cálculo da FFT do vetor  $p_{\alpha\beta}$  foi utilizada a frequência de amostragem de 100 kHz e armazenados 100.000 pontos para cada curva.

Nessas condições de distorção de  $v_{sdqh}^s$ , o desempenho do estimador de posição rotórica é afetado, sua resposta apresenta-se atrasada em relação à posição rotórica medida e com on-

dulações na forma de onda. Para demonstrar este efeito, a resposta do estimador de posição foi medida para um controle de velocidade a 75 rpm (5 Hz). As posições rotóricas medida e estimada são exibidas na Figura 4.31. As grandezas foram medidas com o osciloscópio a partir das saídas analógicas do microprocessador. Na Figura 4.31 os sinais excursionam entre  $-\pi$  rad (10 V) e  $\pi$  rad (10 V). O erro de posição nesta condição vale 9,51 graus elétricos.

O resultado do algoritmo de estimação de posição após a eliminação do nível CC utilizando o filtro passa-faixa é mostrado na Figura 4.32. O erro de posição para esta condição é reduzido para 3,87 graus elétricos. A redução do erro absoluto de posição rotórica obtida com a alternativa proposta é comparável ao resultado encontrado com a técnica de desacoplamento de saliências estacionárias proposta por Degner e Lorenz (1998).

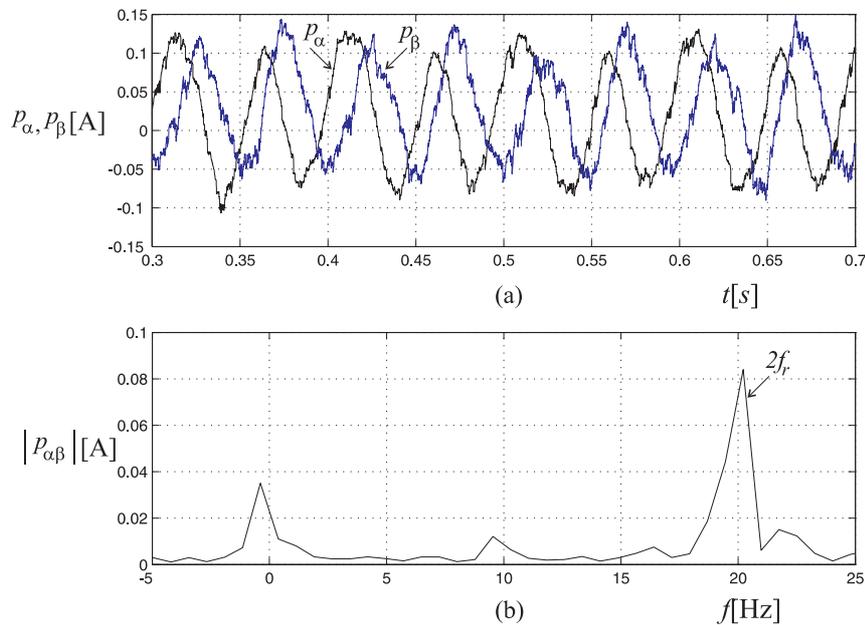


Figura 4.29: Sinais de entrada do observador de posição rotórica  $p_{\alpha\beta}$ , efeito da distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$ : (a) formas de onda  $p_\alpha, p_\beta$ , (b) espectro  $\text{FFT}(p_{\alpha\beta})$ .

### Efeito do tempo morto do inversor

A seção anterior apresentou que o inversor fonte de tensão produz uma distorção de tensão do sinal de alta frequência, independente da amplitude de tensão gerada. Além disso, foi verificado que a amplitude dessa componente de tensão gerada aumenta de acordo com o nível de tensão e que o efeito da harmônica de tensão em  $v_{sdqh}^s$  em  $-\omega_h$  torna-se mais importante quanto menor a amplitude da tensão gerada ( $V_h$ ). O impacto na componente de sequência negativa de  $i_{sdqh}^s(-\omega_h + 2\omega_r)$  corresponde à uma saliência estacionária que deve ser

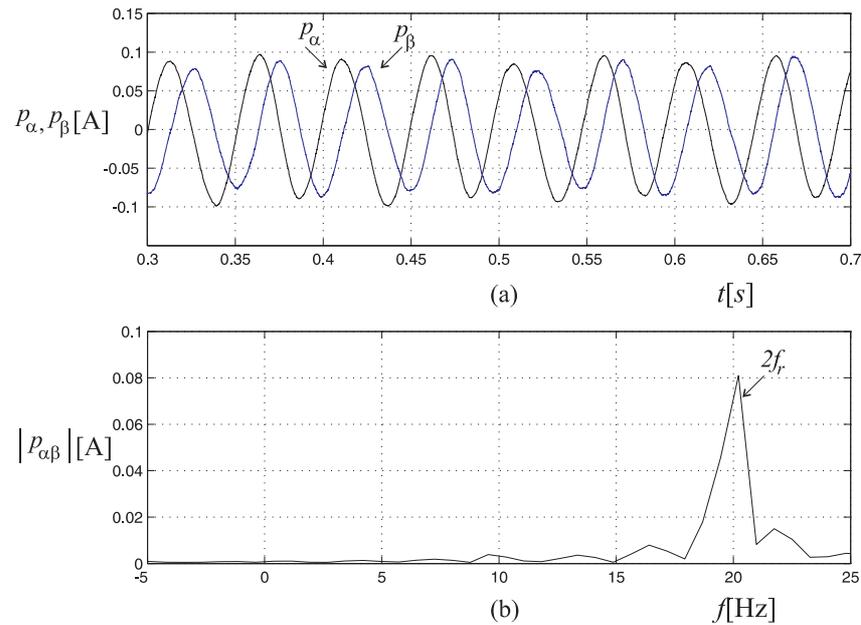


Figura 4.30: Sinais de entrada do observador de posição rotórica  $p_{\alpha\beta}$ , minimização do efeito da distorção da tensão  $v_{sdqh}^s$ : (a) formas de onda  $p_\alpha, p_\beta$ , (b) espectro FFT( $p_{\alpha\beta}$ ).

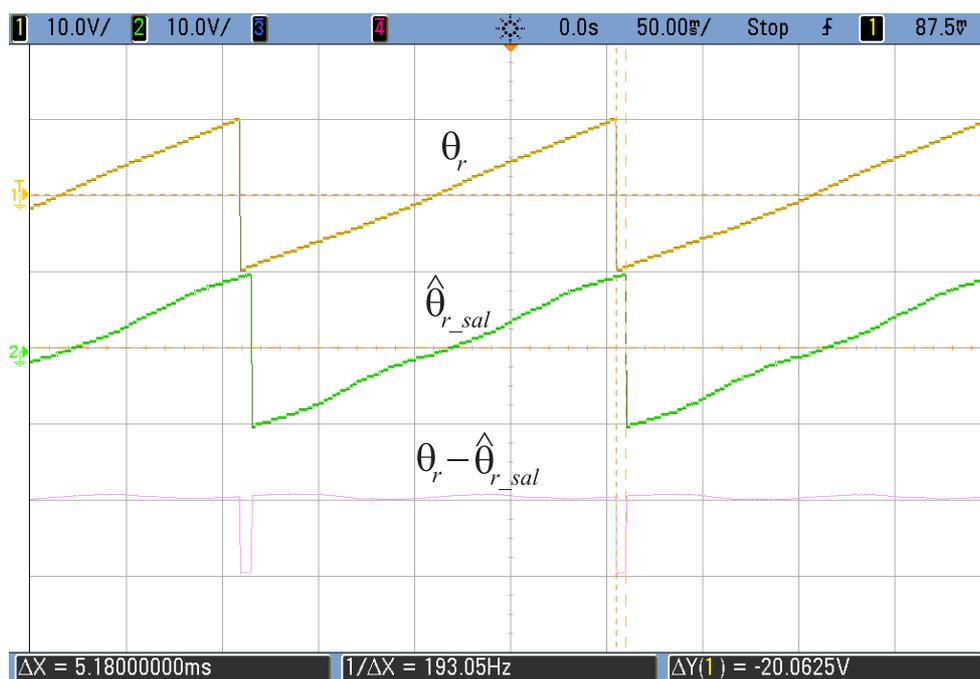


Figura 4.31: Efeito da distorção da tensão de alta frequência no desempenho do estimador de posição: posição rotórica ( $\theta_r$ ), posição estimada ( $\hat{\theta}_{r\_sal}$ ), erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_{r\_sal}$ ).

desacoplada, visto que a resposta do estimador de posição é atrasada e apresenta ondulações.

O efeito do tempo morto tem impacto no perfil não-linear do inversor e provoca uma distorção da tensão aplicada pelo inversor fonte de tensão e, além disso, uma degradação da

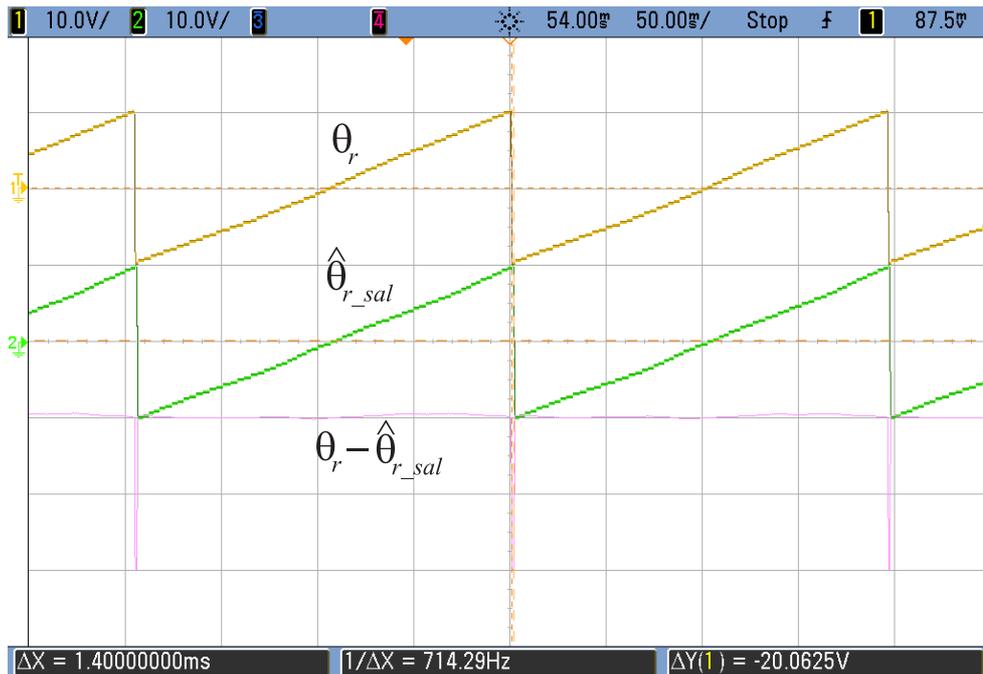


Figura 4.32: Minimização do efeito da distorção da tensão de alta frequência no desempenho do estimador de posição: posição rotórica ( $\theta_r$ ), posição estimada ( $\hat{\theta}_{r\_sal}$ ), erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_{r\_sal}$ ).

corrente de fase nas regiões de cruzamento por zero. O inversor do sistema de acionamento tem um tempo morto de  $2,5\mu\text{s}$ . Um ensaio foi realizado com o objetivo de avaliar se o efeito do tempo morto do inversor contribuiria ou não para aumentar a distorção de tensão gerada  $v_{sdqh}^s$ .

A geração da tensão  $v_{sdqh}^s$  foi verificada para duas situações do sistema de acionamento: operação sem compensação de tempo morto e operação com compensação de tempo morto. A compensação do tempo morto implementada corresponde à técnica de compensação escalar. A técnica consiste em se modificar os pulsos PWM gerados para o comando das chaves conforme o sentido da corrente no braço do inversor. Os resultados foram obtidos para um acionamento a velocidade constante de 150 rpm (10 Hz), amplitude de  $v_{sdqh}^s$  igual a 56 V e tensão de barramento CC de 230 V. As tensões de linha geradas ( $v_{s12}, v_{s23}$ ) e as correntes de fase ( $i_{s1}, i_{s3}$ ) foram medidas em um osciloscópio de 4 canais. Os sinais foram armazenados em arquivos contendo 100.000 pontos com frequência de amostragem de 100 kHz. Em seguida, o espectro dos vetores  $v_{sdqh}^s$  e  $i_{sdqh}^s$  foram obtidos através do cálculo da FFT. As Figuras 4.33-4.34 apresentam os espectros dos vetores  $v_{sdqh}^s$  e  $i_{sdqh}^s$ .

O espectro da tensão de alta frequência gerada pelo inversor (Fig. 4.33) nos casos com

e sem compensação do tempo morto, exibe componentes harmônicas na vizinhança de  $-f_h$ , especialmente, ocorre a geração da componente de tensão em  $-f_h$ . Com relação ao espectro do vetor corrente de alta frequência  $i_{sdqh}^s$ , a mesma componente de sequência negativa em  $-f_h$  surge para as duas condições testadas. Como esperado, o caso de geração de tensão sem a compensação do tempo morto do inversor provoca uma redução da amplitude da componente de sequência negativa de  $i_{sdqh}^s$  ( $-f_h + 2f_r$ ) quando comparado ao caso no qual é realizada a compensação do tempo morto (Figura 4.34). Mais uma vez, verifica-se a presença de uma componente fundamental da corrente estática  $i_{sdq}^s$  resultante da ação geradora desenvolvida pelo motor de testes durante o ensaio. Como o motor PMSM1 é movimentado pelo motor auxiliar PMSM2 à velocidade constante, uma fcm é gerada provocando a circulação de corrente na frequência fundamental ( $f_r$ ).

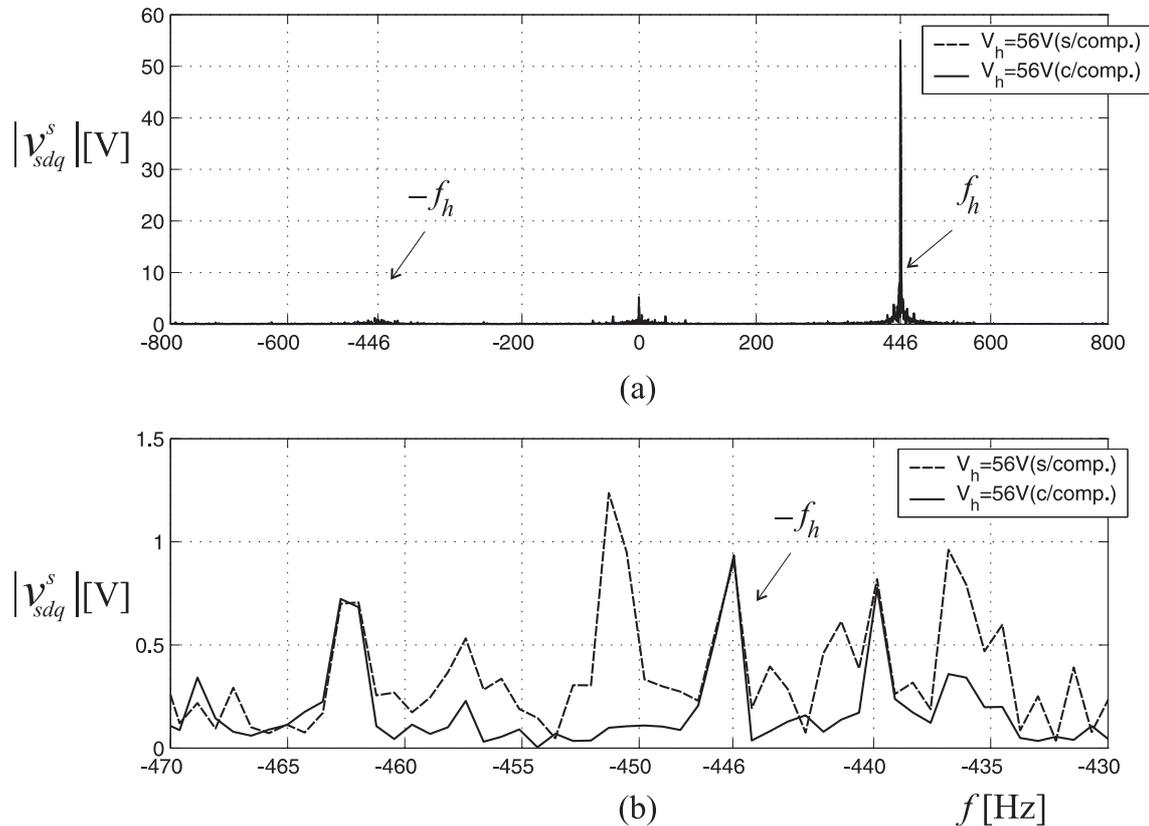


Figura 4.33: Espectro experimental da tensão de alta frequência  $v_{sdqh}^s$  ( $E_d = 230\text{V}, V_h = 56\text{V}, f_h = 446, 43\text{Hz}$ ), efeito do tempo morto do inversor na distorção da tensão gerada: (a) componentes de sequência positiva e negativa, (b) componente de sequência negativa.

A análise dos resultados apresentados nas Figuras 4.33-4.34 permite-nos concluir que a distorção da tensão de alta frequência gerada não é provocada apenas pelo tempo morto do inversor. O comportamento observado corresponde a uma característica do inversor fonte de

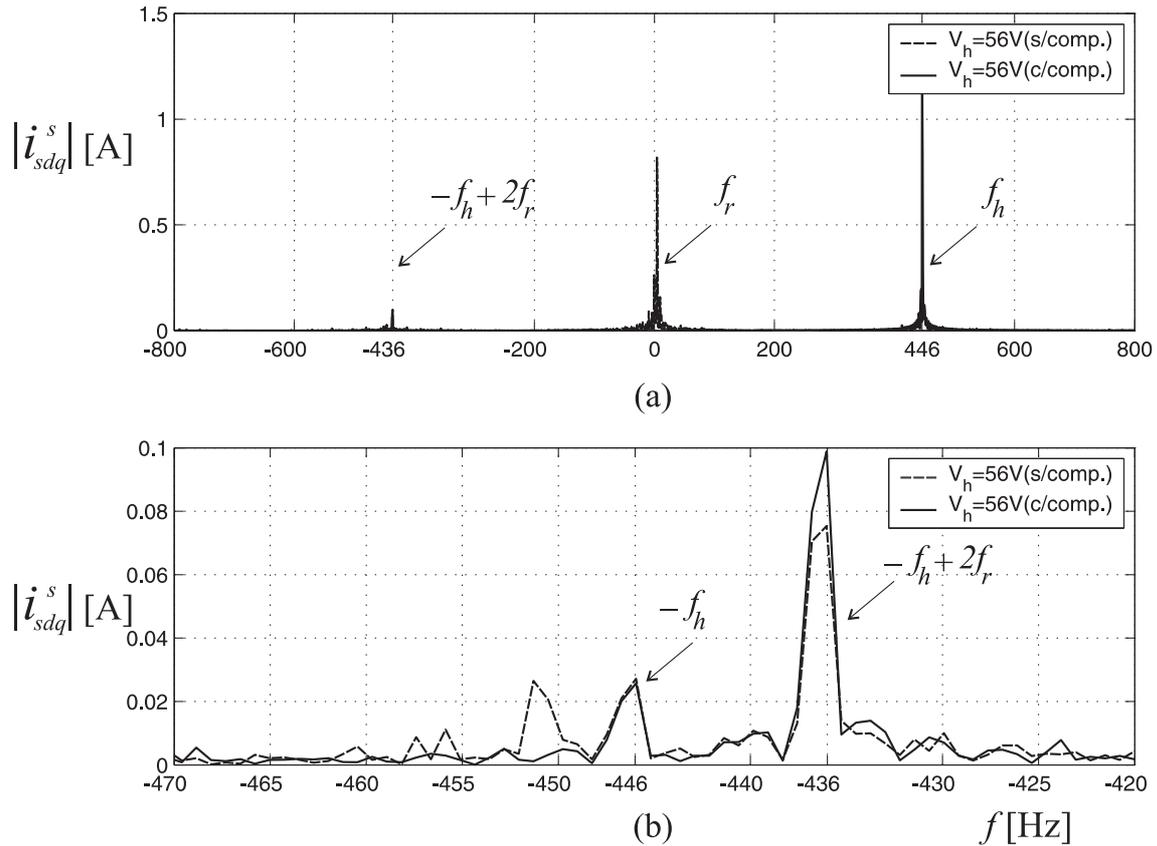


Figura 4.34: Espectro experimental da corrente de alta frequência  $i_{sdqh}^s$  ( $E_d = 230V, V_h = 56V, f_h = 446, 43Hz$ ), efeito do tempo morto do inversor na distorção da tensão gerada: (a) componentes de sequência positiva e negativa, (b) componente de sequência negativa.

tensão do sistema de acionamento utilizado nos experimentos.

### Avaliação da saturação magnética do motor

Para avaliar um possível efeito de saturação magnética no motor de testes (PMSM1) sob as condições de ensaio previamente discutidas, foi implementado um teste padrão da literatura. O teste corresponde ao controle de corrente estatórica no qual a referência de corrente ( $i_{sq}^{r*}$ ) é variada de zero a uma condição de sobrecarga da máquina, enquanto ocorre a aplicação da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ ).<sup>2</sup> O diagrama do ensaio experimental é mostrado na Figura 4.35.

O objetivo deste ensaio é detectar através do espectro do vetor corrente estatórica ( $i_{sdq}^s$ ), se em alguma condição de carga, são produzidas componentes adicionais de sequência negativa da corrente de alta frequência ( $i_{sdqh}^s$ ). O aparecimento de raias na vizinhança da

<sup>2</sup>Uma descrição detalhada sobre o teste e as propostas existentes na literatura estão no Apêndice D, Seção D.1.

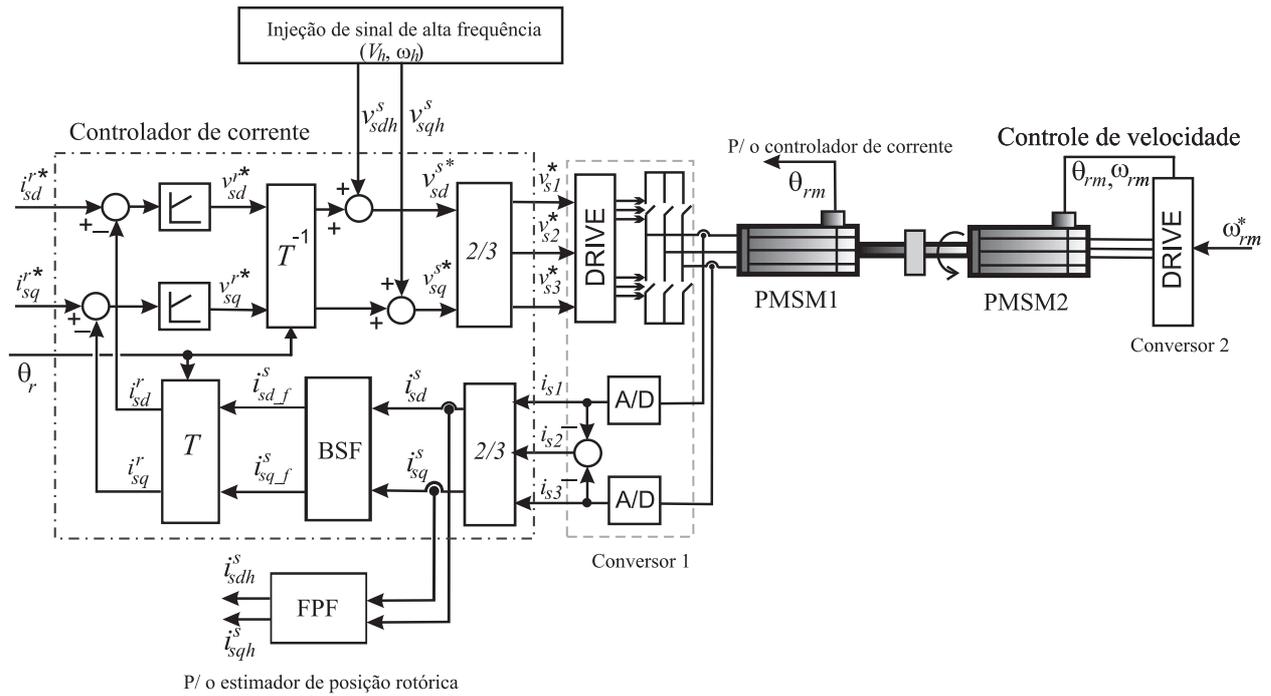


Figura 4.35: Ensaio experimental para avaliação da saturação magnética do motor.

componente de sequência negativa de ( $i_{sdqh}^s$ ) indica o surgimento de saliências adicionais induzidas por saturação do circuito magnético da máquina. Um esboço do espectro do vetor corrente estática ( $i_{sdq}^s$ ) para a situação sem saturação e para uma condição de saturação magnética da máquina é mostrado na Figura 4.36(a)-(b), respectivamente.

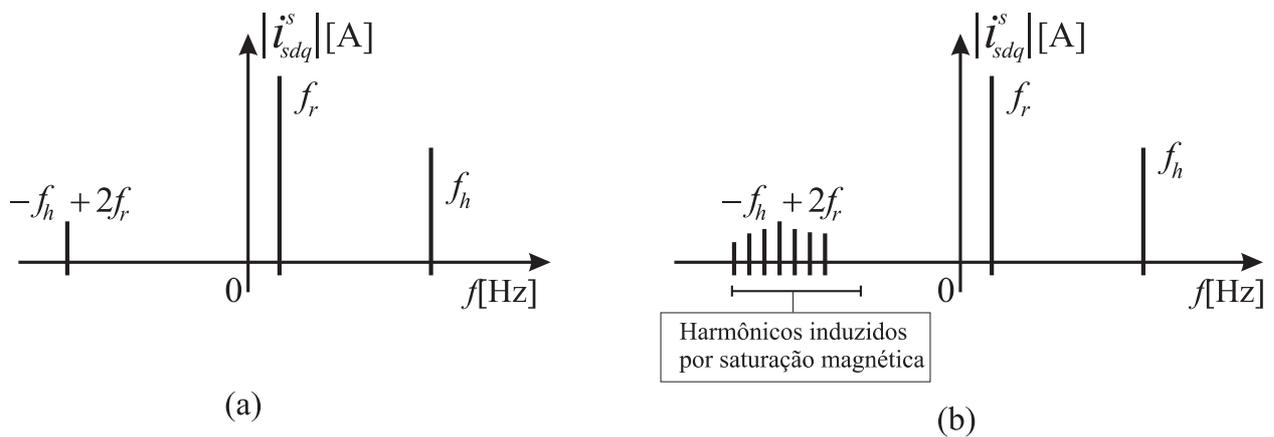


Figura 4.36: Esboço do espectro do vetor corrente estática  $i_{sdq}^s$ : (a) sem saturação magnética, (b) com saturação magnética do motor, componentes harmônicos de sequência negativa adicionais.

O motor PMSM1 é um motor a ímãs permanentes com corrente nominal eficaz de 2,0 A. Durante o ensaio a componente de corrente  $i_{sq}^{r*}$  é variada de acordo com a referência desejada. A componente  $i_{sd}^{r*}$  é mantida em zero. Dessa forma, a corrente fundamental é

variada gradativamente de 0,26 A até 3,54 A, o que corresponde a 1,77 vezes a corrente nominal. No total, 15 valores diferentes foram testados entre a condição a vazio e a condição de sobrecarga.

Durante o teste, a tensão de barramento CC é mantida em 230 V. O vetor girante de alta frequência tem frequência de 446,43 Hz e amplitude 56 V. Para este valor de injeção de sinal, a amplitude da componente de sequência positiva vale 1,42 A, o que equivale a 50,38% da amplitude da corrente nominal (Figura 4.38). A componente de sequência negativa, por sua vez, apresenta uma amplitude de 119 mA ou 4,2% da amplitude da corrente nominal.

A velocidade do eixo do motor é mantida constante utilizando-se o motor PMSM2 no modo de controle de velocidade. A velocidade de referência vale 75 rpm, logo, a frequência da corrente fundamental do motor PMSM1 é 5 Hz. Para cada ponto de operação, as correntes de fase ( $i_{s1}, i_{s3}$ ) e as tensões de linha ( $v_{s12}, v_{s23}$ ) foram medidas com o osciloscópio. Os sinais foram armazenados em arquivo reservando 100.000 para cada variável com frequência de amostragem de 100 kHz. A Figura 4.37 exibe as formas de onda das tensões de linha ( $v_{s12}, v_{s23}$ ) e das correntes de fase ( $i_{s1}, i_{s3}$ ) para o caso no qual a corrente de fase é 2,71A, ou seja, 35,5% acima da corrente nominal da máquina. Na Figura, os canais 1 e 2 do osciloscópio são usados para medir as tensões de linha onde cada divisão do gráfico corresponde a 500 V, enquanto os canais 3 e 4 são usados para medir as correntes de fase onde cada divisão equivale a 5 A. A base de tempo das formas de onda é 100 ms.

Uma vez armazenadas as formas de onda das correntes de fase, o espectro do vetor corrente estatórica foi obtido através do cálculo da FFT. Dessa maneira, nas Figuras 4.38-4.39 são mostrados os espectros do vetor corrente estatórica  $i_{sdq}^s$  para dois casos extremos do intervalo de medição. Na Figura 4.38 é apresentado o espectro de  $i_{sdq}^s$  para uma corrente de fase com valor eficaz 0,26 A, ou seja, uma operação a vazio. Na Figura 4.39 é apresentado o resultado para a operação em sobrecarga de 76,77%, uma corrente com valor eficaz de 3,54 A.

A Figura 4.40 apresenta o detalhe do espectro do vetor  $i_{sdq}^s$  nas proximidades da componente de sequência negativa do  $(-f_h + 2f_r)$ . Na Figura estão sobrepostos os espectros do vetor  $i_{sdq}^s$  para 11 valores de corrente fundamental no intervalo de medição: (1)0,26 A, (2)0,58 A, (3)0,90 A, (4)1,22 A, (5)1,57 A, (6)1,81 A, (7)2,10 A, (8)2,36 A, (9)2,72 A,

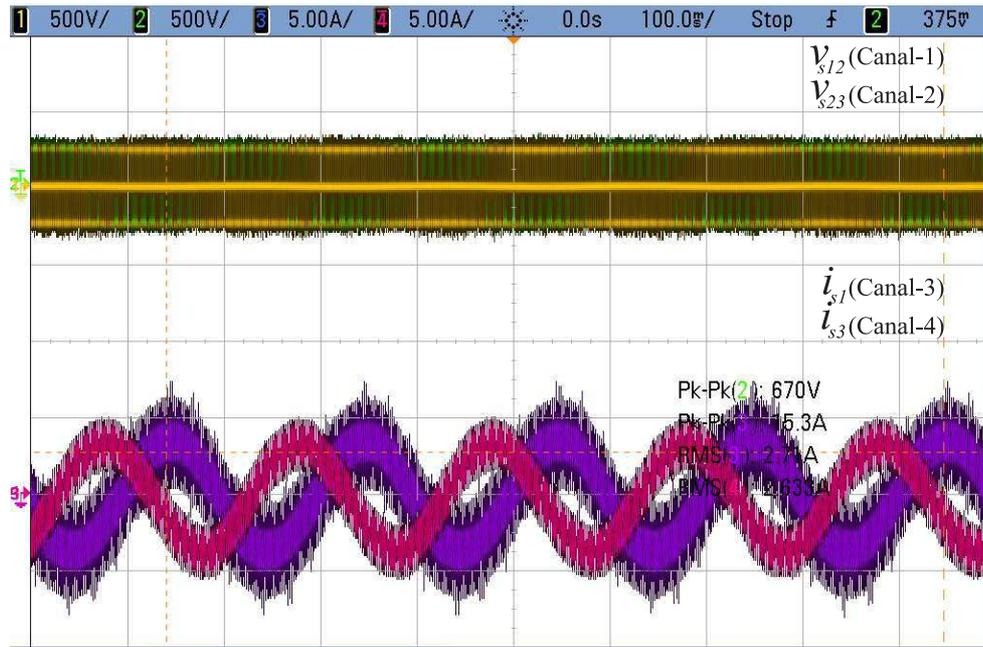


Figura 4.37: Tensões de linha ( $v_{s12}$ ,  $v_{s23}$ ) e correntes de fase ( $i_{s1}$ ,  $i_{s3}$ ) medidas para o controle de corrente com injeção de sinal  $v_{sdqh}^s$ , avaliação de saturação magnética do motor ( $E_d = 230\text{V}$ ,  $V_h = 56\text{V}$ ,  $f_h = 446, 43\text{Hz}$ ).

(10)3,26 A, (11)3,54 A.

Nos resultados das Figuras 4.38- 4.40, observa-se a componente de sequência negativa do vetor  $i_{sdq}^s$  que contém a informação de posição em  $-f_h + 2f_r$  ( $-436, 43\text{Hz}$ ). Além disso, é verificada a geração da harmônica em  $f_h$  ( $-446, 43\text{Hz}$ ) devido a distorção de tensão  $v_{sdqh}^s$  por parte do inversor. A partir da análise dos resultados do ensaio de controle de corrente é possível concluir que mesmo na condição de sobrecarga não ocorre o surgimento de componentes adicionais de sequência negativa da corrente de alta frequência, reflexo da saturação do circuito magnético da máquina. Portanto, pode-se afirmar que a máquina a ímã em questão não está saturada para as condições de teste avaliadas e, conseqüentemente, a componente de alta frequência de sequência negativa de  $i_{sdqh}^s$  não é afetada pelo nível da corrente fundamental. Dessa maneira, o observador de posição rotórica não teria seu desempenho afetado pelo nível da corrente fundamental.

## 4.6 Conclusões

A qualidade da velocidade estimada por estratégias estimação de posição baseadas na injeção de portadora girante é dependente, primeiramente, da relação entre frequência de amostra-

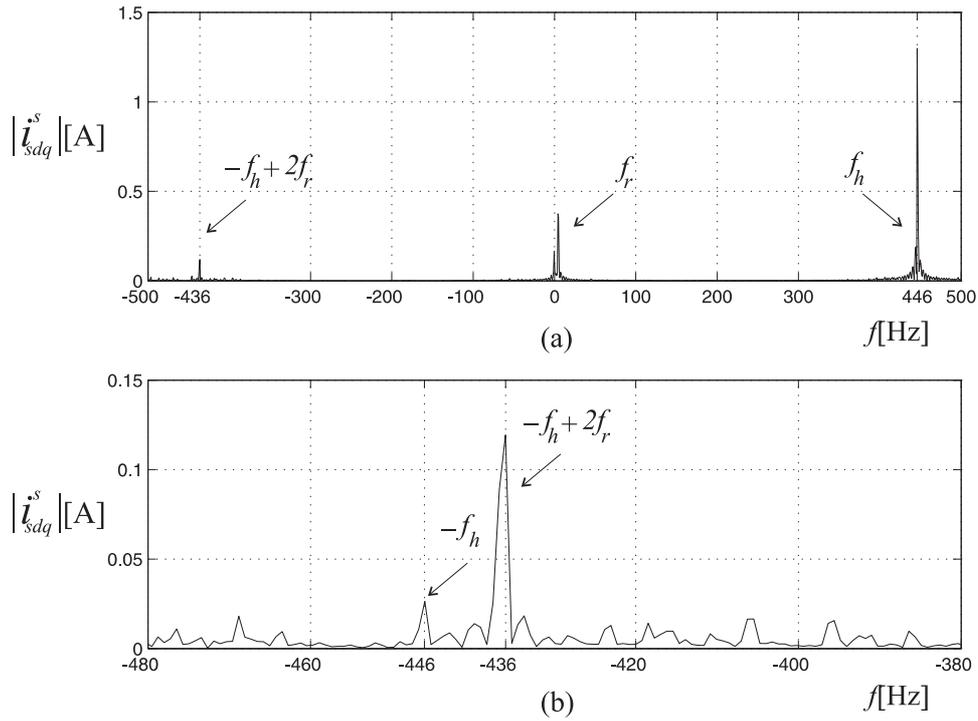


Figura 4.38: Espectro do vetor complexo  $i_{sdq}^s$  no referencial estacionário,  $f_r = 5$ Hz, corrente fundamental 0,26A,  $V_h = 56$ V,  $f_h = 446,43$ Hz:(a) espectro, (b) componentes de sequência negativa.

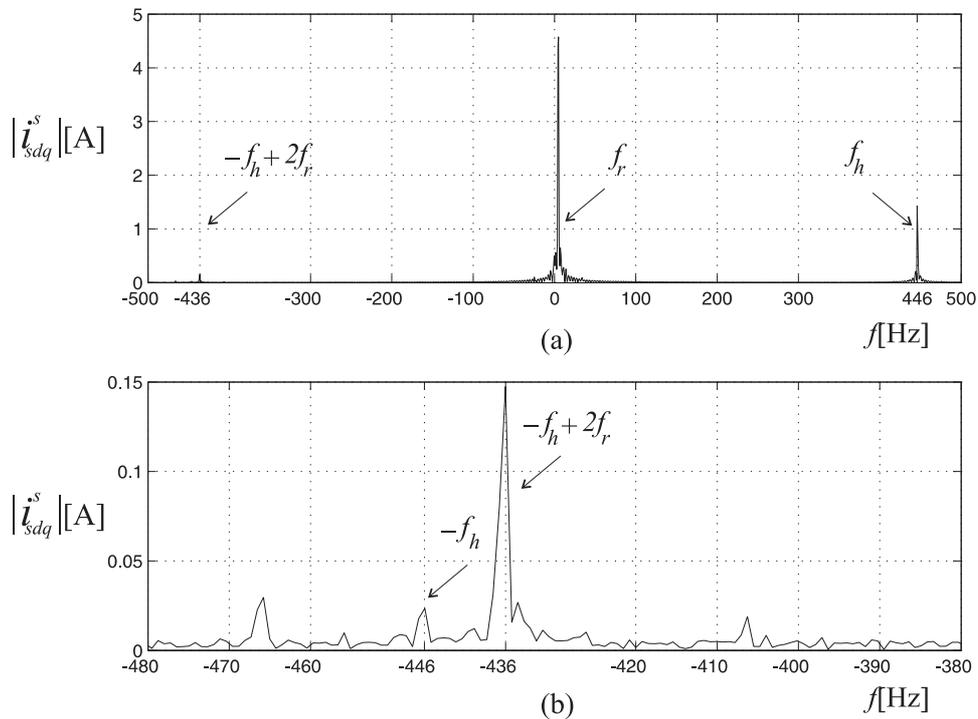


Figura 4.39: Espectro do vetor complexo  $i_{sdq}^s$  no referencial estacionário,  $f_r = 5$ Hz, corrente fundamental 3,54A,  $V_h = 56$ V,  $f_h = 446,43$ Hz:(a) espectro, (b) componentes de sequência negativa.

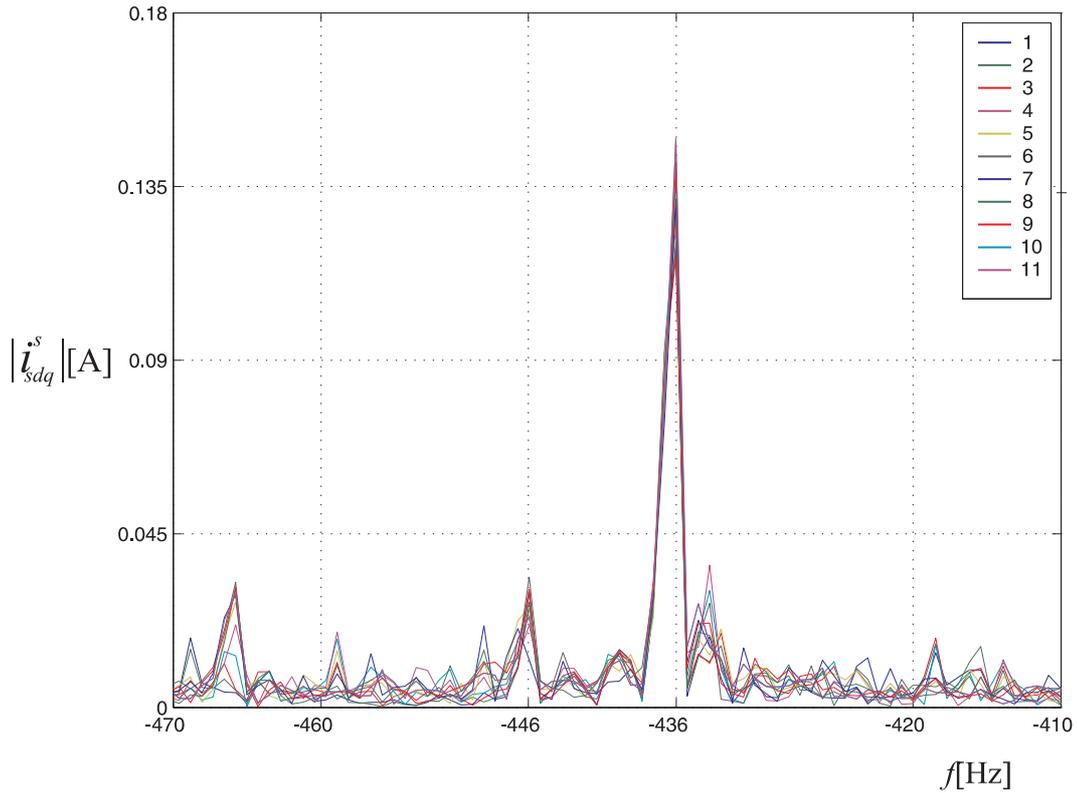


Figura 4.40: Componentes de sequência negativa do vetor complexo  $i_{sdq}^s$  no referencial estacionário em função do valor eficaz da corrente fundamental ( $f_r = 5$  Hz,  $V_h = 56$  V,  $f_h = 446, 43$  Hz): (1)0,26 A, (2)0,58 A, (3)0,90 A, (4)1,22 A, (5)1,57 A, (6)1,81 A, (7)2,10 A, (8)2,36 A, (9)2,72 A, (10)3,26 A, (11)3,54 A.

gem e variação da saliência e ainda, é também função das harmônicas de modulação do inversor fonte de tensão. Em particular, a distorção no sinal de posição aumenta à medida que a velocidade de operação aumenta, o que por sua vez, provoca um aumento no ruído presente na velocidade estimada.

O conteúdo harmônico presente na velocidade estimada propaga-se através do controlador de velocidade para a referência de corrente causando a diminuição da relação sinal-ruído dessa grandeza. Esses efeitos podem causar falhas no sistema. Dessa maneira, o controle de velocidade *sensorless* utilizando estimadores baseados no rastreamento das saliências para velocidades mais altas requer a redução da largura de faixa do estimador.

Por outro lado, a diminuição da largura de faixa do estimador implica na redução da rigidez dinâmica do sistema de controle. Assim, o valor limite da velocidade de operação para o controle de velocidade *sensorless* depende da relação de compromisso entre o valor limite da relação sinal-ruído da corrente de referência e a rejeição a perturbação necessária

para a aplicação. Um estudo por simulação do sistema de acionamento do motor síncrono a ímãs permanentes foi realizado no qual foram apresentados resultados que demonstram os efeitos anteriormente comentados.

Os algoritmos de controle e de estimação de posição rotórica foram implementados experimentalmente em um sistema de acionamento industrial para motores síncronos a ímãs permanentes. Durante a implementação dos algoritmos foram identificadas algumas restrições da plataforma de testes tais como: o tempo mínimo para execução das rotinas, o número de canais disponíveis para visualização das variáveis, tamanho máximo da palavra em bits para representação das variáveis, distorções da tensão gerada pelo inversor fonte de tensão. Esses fatores dificultaram a tarefa de implementar o código de estimação de posição rotórica e torna o problema mais complexo.

Durante os ensaios experimentais, foi constatada uma distorção da tensão de alta frequência gerada pelo conversor. Foram investigadas as possíveis causas dessas distorções da tensão de alta frequência: (i) ação indevida (reação) do controlador de corrente, (ii) efeito do tempo morto do inversor ou (iii) uma distorção de tensão característica do inversor. Os resultados demonstram que o inversor provoca a distorção de tensão mencionada sem ser uma consequência do tempo morto do mesmo. A presença da distorção de tensão resulta em degradação das componentes de sequência negativa que contém a informação de posição rotórica. Consequentemente, existe um defasamento angular entre as posições rotóricas medida e estimada. Dessa forma, o desempenho do estimador de posição rotórica foi comprometido.

Além disso, foram realizados testes que mostram que o motor a ímã permanente não sofre saturação magnética para as condições de teste avaliadas. Em uma condição de saturação magnética, surgem componentes adicionais de sequência negativa da corrente de alta frequência de modo que essas componentes alteram a magnitude e a fase da componente de sequência negativa de interesse, situada em  $-f_h + 2f_r$ . Consequentemente, a posição rotórica estimada apresentaria atraso e ondulações. Uma vez que não ocorre a saturação magnética do motor, não é preciso se modificar a estrutura do observador de posição rotórica.

A resposta apresentada pelo estimador de posição é afetada pelos seguintes fatores: (i) geração do sinal aplicado pelo inversor, (ii) a amplitude da resposta produzida (corrente)

pela máquina de teste (relação  $l_{sq}/l_{sd}$ ) e (iii) o processamento dessa resposta pelo algoritmo de controle/estimação utilizando o ambiente de programação do sistema de acionamento utilizado.

Finalmente, apesar das limitações verificadas no sistema experimental, o algoritmo de estimação de posição rotorótica apresentou uma resposta satisfatória. O estudo realizado permitiu a identificação de algumas fontes de erro que contribuem para degradar o desempenho do estimador de posição em baixa velocidade.



# 5

## Determinação da região de transição entre estimadores de posição

### 5.1 Introdução

A transição entre as regiões de operação *sensorless* é obtida a partir da composição das respostas entre o estimador de força contra-eletromotriz (fcem) e o estimador de rastreamento de saliências magnéticas. Propostas que destacam a viabilidade de transição entre estimadores de posição/velocidade rotórica são encontradas na literatura (Frenzke e Piepenbrier, 2004), (Silva et al., 2006), (Andreescu et al., 2008), (Schroedl et al., 2009), (Foo et al., 2010). Uma estrutura clássica comumente adotada para transição entre as regiões *sensorless* é a utilização de um observador de fluxo rotórico híbrido composto por dois modelos, um modelo em tensão e um modelo em corrente. O modelo em tensão é destinado para altas velocidades enquanto o modelo em corrente é predominante em baixas velocidades, associado com a injeção de um sinal de alta frequência persistente (Silva et al., 2006).

Apesar da relevância do tema, poucos trabalhos descrevem como realizar a transição entre técnicas distintas, sobretudo, no que trata da identificação da região de transição e como ponderar as respostas dos estimadores nessa condição. As abordagens existentes na literatura fazem a transição de um método de estimação para outro, como sendo específico para um sistema de acionamento-máquina a ímãs permanentes (Frenzke e Piepenbrier, 2004), (Silva et al., 2006) ou através de testes de tentativa e erro (Khalil et al., 2007).

Dessa maneira, algumas questões surgem da tentativa de integração de estimadores distintos para toda faixa de velocidade. A primeira questão seria a partir de que frequência de operação a saída do estimador de posição baseado na saliência (ou baseado na  $f_{cem}$ ) começa a se degradar ou a ser predominante. Isto implica em como se determinar ou identificar a região de transição compreendida entre esses dois limites. Além disso, a outra questão é avaliar como pode ser indicada a qualidade do sinal de posição e/ou velocidade apresentada por cada estimador durante sua operação. Portanto, a determinação da região de transição entre técnicas de estimação de posição é um tema ainda não devidamente investigado na literatura.

Para o acionamento de um motor síncrono a ímãs permanentes sem sensor de posição para toda a faixa de velocidade, ou seja, do repouso à velocidade nominal, surge a necessidade de como integrar ou combinar as respostas produzidas por técnicas de estimação de posição. Entretanto, para que seja possível a integração das respostas dos estimadores, é necessário se avaliar a faixa de velocidade na qual cada técnica escolhida funciona segundo um critério de desempenho estabelecido. Portanto, o problema de integrar técnicas de estimação exige determinar a faixa de velocidade na qual os dois métodos funcionam sem degradar o seu desempenho.

Em termos práticos, a importância do tema está no fato de que todo acionamento de motor síncrono a ímãs permanentes utilizando um estimador de posição rotórica para toda faixa de velocidade, exige a combinação de técnicas de estimação de posição baseadas em princípios distintos: uma destinada para baixas velocidades e outra voltada para altas velocidades. Portanto, uma solução testada em laboratório ou um produto comercial (*drive*) com este propósito terá que tratar com este problema de implementação. O problema de estimação de posição em toda faixa de velocidade surge não apenas em aplicações de controle de velocidade mas também em aplicações como controle de torque com velocidade variáveis tais como tração elétrica (Frenzke e Piepenbrier, 2004), e equipamentos de uso domésticos como máquinas de lavar roupas (Kim et al., 2005), (Foo, Sayeef e Rahman, 2010).

Como discutido anteriormente, a determinação da região de transição de operação entre estimadores de posição rotórica é uma etapa importante para a integração/combinção das técnicas escolhidas. Outro ponto importante que surge neste cenário refere-se às especificações técnicas que devem ser atendidas durante a operação conjunta dos estimadores de

posição. As especificações técnicas para operação do sistema de acionamento operando sem sensor de posição para a faixa de transição devem ser que a mudança entre uma técnica e outra não produza oscilações na velocidade desenvolvida pela máquina e, que durante a operação, o sistema apresente uma rigidez dinâmica não nula. Isto significa que a operação sem sensor de posição rotórica não ocorra a vazio, isto é, o sistema de acionamento apresente a capacidade de rejeitar as perturbações impostas pela carga. Todavia, é sabido que a rigidez dinâmica do sistema operando sem sensor de posição é reduzida tanto para o método baseado na estimação da  $f_{cem}$  como para o método baseado na injeção de sinal.

Além disso, o problema da transição entre métodos de estimação de posição rotórica levanta outros pontos de reflexão sobre quais seriam os requisitos ou condições de implementação durante a operação do sistema. Como exemplos desses requisitos podemos citar:

- O procedimento para determinar a faixa de transição entre as técnicas e qual o critério adotado;
- A maneira de combinação entre as saídas dos estimadores usadas nas malhas de controle;
- A sintonia (largura de faixa) dos estimadores de posição deve ser modificada em função da velocidade;
- Se existe ou não alguma interação entre os algoritmos de estimação de posição quando os dois algoritmos são executados simultaneamente;
- Se existe ou não algum transitório (perturbação) referente à aplicação do sinal de alta frequência na resposta do estimador baseado na estimação da  $f_{cem}$ ;
- Existe uma faixa de histerese para aplicação para as técnicas de estimação de posição;
- É necessária alguma alteração construtiva do sistema de acionamento padrão de motor síncrono a ímãs permanentes ou apenas uma modificação em *software*.

Dessa maneira, verifica-se que o problema de estimação de posição em toda faixa de velocidade com o objetivo de controle de velocidade *sensorless* apresenta uma grande relevância de aplicação. Portanto, a implementação de um algoritmo com esta finalidade abrange uma série de escolhas.

Neste capítulo, é proposto um procedimento de como identificar a região de transição entre técnicas de estimação de posição baseadas no nível do conteúdo harmônico da corrente de referência  $i_{sq}^*$ , saída da malha de controle de torque do sistema de acionamento. Inicialmente, são apresentados os trabalhos da literatura técnica destinados à identificação de limites de operação de estratégias *sensorless*. Em seguida, com base no critério proposto, é apresentada a sintonia dos observadores de posição em função da velocidade de operação. Dessa maneira, são mostrados resultados de simulação que destacam a possibilidade de combinação dos dois tipos de técnicas de modo a permitir o controle de velocidade sem sensor de posição em toda faixa de velocidade. Os métodos de estimação de posição estudados são implementados em uma bancada experimental baseada em um sistema de acionamento comercial para motores síncronos a ímãs permanentes. Além disso, são apresentados os resultados experimentais e são analisados os fatores que influenciam a resposta dos estimadores de posição e a implementação do procedimento de avaliação da faixa de transição entre os estimadores.

## 5.2 Determinação da região de transição entre estimadores de posição

Conforme apresentado na revisão bibliográfica no Capítulo 2, poucos trabalhos discutem ou abordam a determinação da região de transição entre as técnicas de estimação de posição. Dessa maneira, pretende-se nesta seção, apresentar os principais fundamentos da proposta de avaliação teórica da região de transição entre os estimadores de posição baseados no rastreamento da saliência (baixa velocidade) e aqueles baseados na estimação da  $f_{cem}$  (alta velocidade).

### 5.2.1 Métodos baseados na estimação de força contra-eletromotriz

Ribeiro et al. (2006) apresentaram um estudo teórico para o limite inferior de velocidade para o qual o sistema de controle da máquina não atinja a instabilidade. O estimador de  $f_{cem}$  analisado corresponde ao observador de posição em malha fechada proposto por Kim et al. (2003a). Os autores utilizaram como figura de mérito a resposta em frequência da rigidez dinâmica (*Dynamic Stiffness Frequency Response - DSFR*) apresentada pelo sistema

de controle *sensorless* para cada frequência de operação. O estudo mostrou que o limite de estabilidade do sistema de controle era definido pela avaliação conjunta da sintonia do estimador de posição, da resposta da DSFR do sistema e da sintonia do controle de velocidade (Figura 5.1).

Hejny e Lorenz (2009) apresentaram uma análise teórica e experimental de como encontrar a menor velocidade de operação utilizando a estrutura de estimação de força contra-eletromotriz. Os autores demonstraram que a velocidade mínima de operação do sistema *sensorless* está relacionada ao conteúdo harmônico gerado pelo inversor fonte de tensão e pelas harmônicas presentes na fcem nessa faixa de velocidade (Figura 5.1). O emprego direto da fcem em um sistema de controle em malha fechada leva à propagação desse conteúdo harmônico o que provoca a degradação da velocidade estimada e conseqüentemente, a correntes de referência com reduzida relação sinal/ruído.

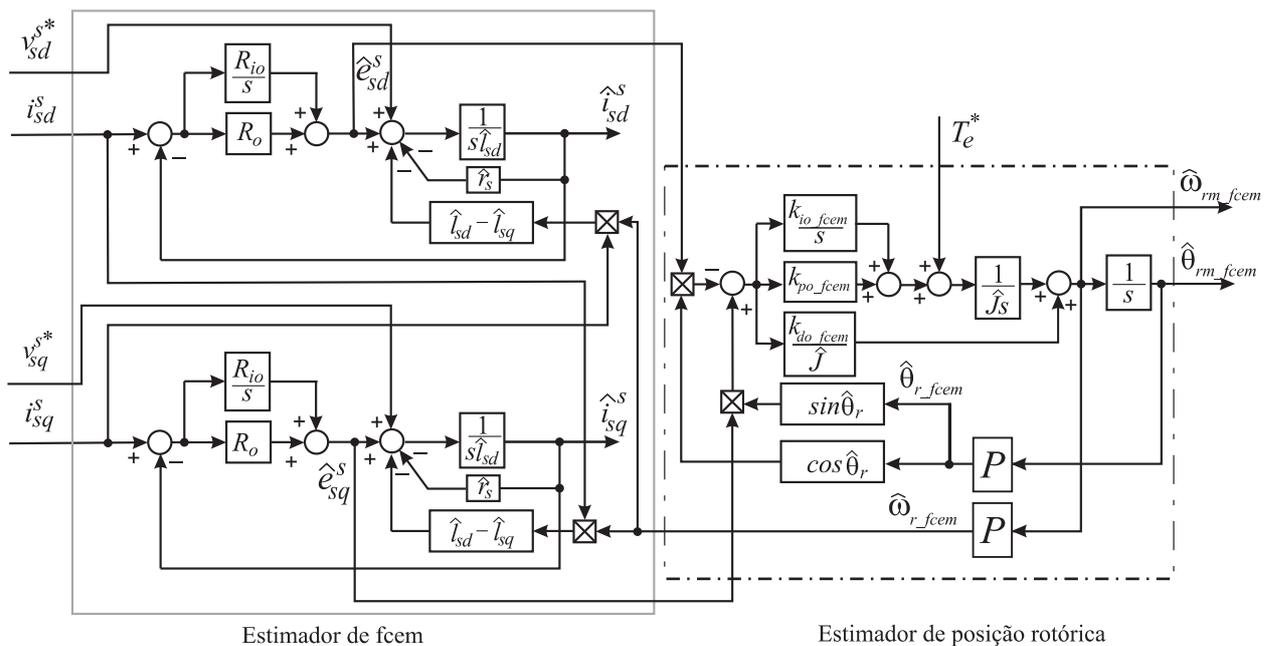


Figura 5.1: Estrutura do observador de posição rotórica baseado na estimação da força contra-eletromotriz estendida.

Os autores minimizaram esses efeitos através do emprego de técnicas de compensação de tempo-morto do inversor e do desacoplamento das harmônicas da fcem apresentadas. Além disso, foi definida a largura de faixa do observador em função da velocidade de operação. Dessa forma, a relação de compromisso adotada foi que a saída do controlador de corrente ( $i_{sq}^{r*}$ ) apresentasse o mesmo nível de conteúdo harmônico ( $i_{sq\_CA}^{r*}$ ) em toda faixa de velocidade. O nível do conteúdo harmônico presente na referência de corrente e na velocidade

estimada ( $\hat{\omega}_{rm}$ ) depende da largura de faixa do observador de posição/velocidade. Portanto, indiretamente, a característica de rejeição a perturbação pode ser adotada para determinar o limiar inferior de operação do sistema. Esse limite inferior de operação do sistema de controle sem sensor é função da rigidez dinâmica necessária para a aplicação de interesse.

### 5.2.2 Métodos baseados em saliências magnéticas

No Capítulo 4 foi discutido o problema da determinação da velocidade máxima de operação para a técnica de estimação de posição baseada na injeção de portadora girante (Figuras 5.2). Como apresentado, a qualidade da velocidade estimada pelo observador é influenciada pela qualidade dos sinais resultantes da demodulação das correntes de alta frequência ( $p_\alpha, p_\beta$ ). Conseqüentemente, à medida que a velocidade de operação do sistema aumenta, ocorre uma degradação dos sinais de posição, caracterizada pelo aumento da componente de alta frequência em  $f_s + f_h$  (Figura 4.9). Essa degradação é propagada através do estimador de posição refletindo-se, sobretudo, no conteúdo harmônico da velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{rm}$ ).

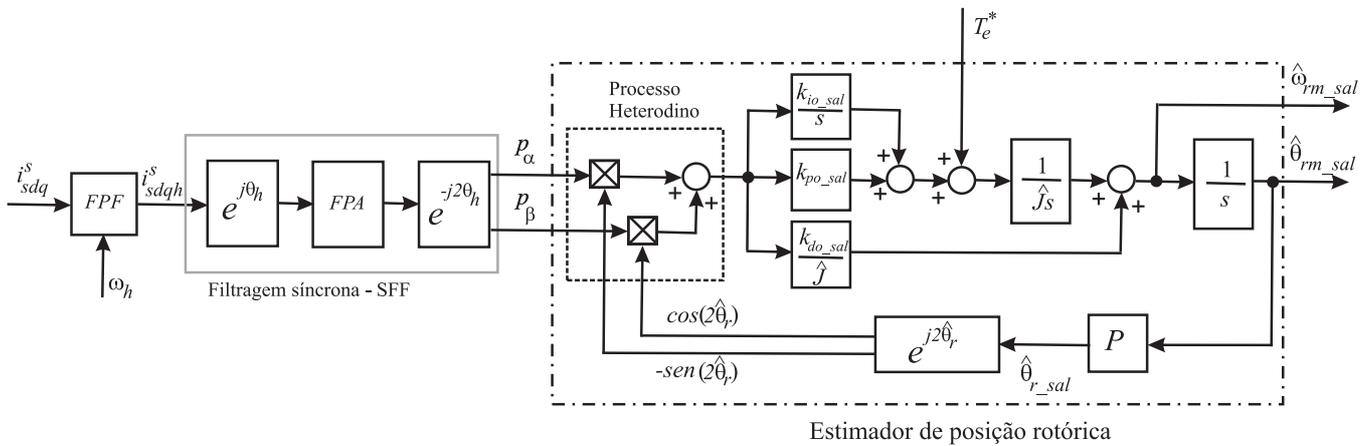


Figura 5.2: Estrutura do observador de posição rotórica baseado no rastreamento das saliências magnéticas do rotor (técnica de injeção de sinal).

De maneira análoga ao estudo proposto por (Hejny e Lorenz, 2009), o estudo do limite máximo da técnica de injeção de sinal mostrou que para uma operação estável dentro dos limites de valor eficaz da oscilação da corrente de referência ( $i_{sq\_CA}^{r*}$ ) deve ocorrer uma redução da largura de faixa do estimador. Por conseguinte, a redução da largura de faixa do estimador de posição/velocidade implica em uma redução da rigidez dinâmica do sistema de controle (Figura 4.22) indicando um valor máximo de velocidade para que mantenha uma rejeição a perturbação mínima.

### 5.2.3 Critério de transição entre as respostas dos estimadores

Os estudos anteriores apresentaram um procedimento de como se encontrar os limites de operação das técnicas de estimação de posição baseadas na injeção de sinal e na estimação da fcm. Dessa maneira, é possível se elaborar um método para se determinar a região de transição entre as técnicas assumindo como critério o nível de conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq\_CA}^{r*}$  em toda faixa de velocidade. De maneira geral, a obtenção da região de transição entre as técnicas seria obtida a partir da sobreposição dos valores eficazes de  $i_{sq\_CA}^{r*}$  em função da largura de faixa do estimador, em função da velocidade de operação.

De maneira geral, o procedimento para determinação da região de transição entre as técnicas de baixa e alta velocidades deve seguir as seguintes passos:

1. Levantamento do perfil das velocidades estimadas em função da velocidade de operação, variando-se a largura de faixa dos estimadores;
2. Obtenção do perfil do conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq\_CA}^{r*}$  em função da velocidade  $\omega_{rm}$  para diversos valores da largura de faixa do estimador;
3. Superposição das curvas de  $i_{sq\_CA}^{r*}$  de cada estimador versus velocidade em função da largura de faixa do estimador;
4. Determinação do valor limite admissível para o nível de conteúdo harmônico de  $i_{sq\_CA}^{r*}$  em toda faixa e idêntico às duas técnicas de estimação;
5. A região de transição ou faixa de velocidade na qual as duas técnicas apresentem um desempenho intermediário pode ser identificada pela interseção das curvas de  $i_{sq\_CA}^{r*}$  e o patamar  $i_{sq\_CA\_MAX}^{r*}$  (Figura 5.3);
6. Definir a sintonia dos observadores de posição que atendam ao critério 5 em toda faixa de operação.
7. Definir a forma de combinação entre as respostas dos estimadores e a contribuição de cada uma na composição da posição e velocidades estimadas.

Com relação ao item 7, utilizando-se um estimador de posição para toda faixa de velocidade composto por dois estimadores de posição (um baseado no rastreamento da saliência e

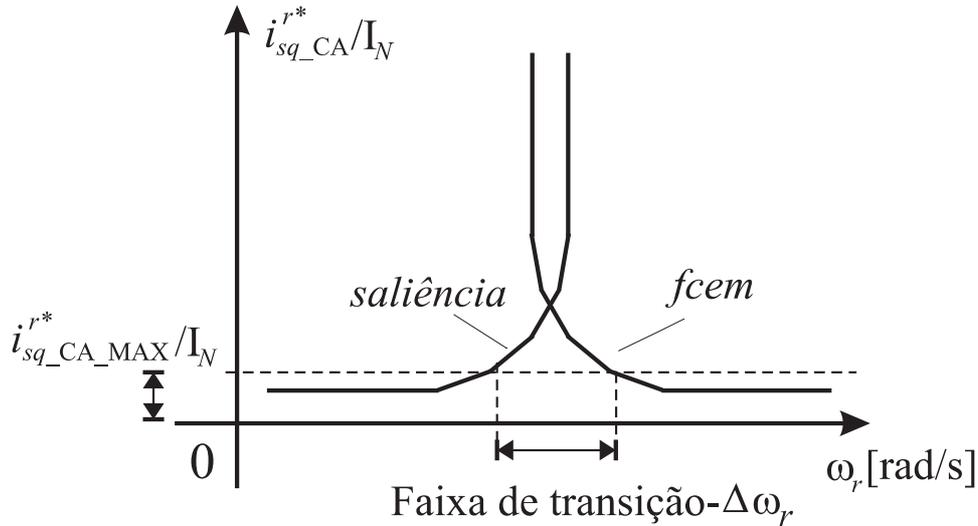


Figura 5.3: Proposta da determinação da região de transição entre a técnica de injeção de sinal (saliência magnética) e a técnica de estimação da força contra-eletromotriz (fcm).

outro baseado na estimação da fcm), são possíveis duas formas de se combinar as respostas dos estimadores, a saber:

- combinar as posições estimadas:

$$\hat{\theta}_{rm\_BLND} = \alpha \hat{\theta}_{rm\_sal} + (1 - \alpha) \hat{\theta}_{rm\_fcm} \quad (5.1)$$

- combinar os fluxos rotóricos estimados:

$$\hat{\psi}_{rm\_BLND} = \alpha \hat{\psi}_{rm\_sal} + (1 - \alpha) \hat{\psi}_{rm\_fcm} \quad (5.2)$$

onde  $\alpha$  é o parâmetro que define a contribuição de cada estimativa dentro da região de transição. A escolha do parâmetro  $\alpha$  para este estudo é discutido na próxima seção.

Diferentemente dos trabalhos anteriores, propõe-se um roteiro para se determinar ou especificar a região de transição entre as técnicas de estimação de posição em baixa e alta velocidades. Pode-se interpretar que o parâmetro de qualidade da velocidade estimada pelos estimadores ( $\hat{\omega}_{rm\_sal}$  ou  $\hat{\omega}_{rm\_fcm}$ ) é indicado pelo valor do conteúdo harmônico de  $i_{sq\_CA}^{r*}$ .

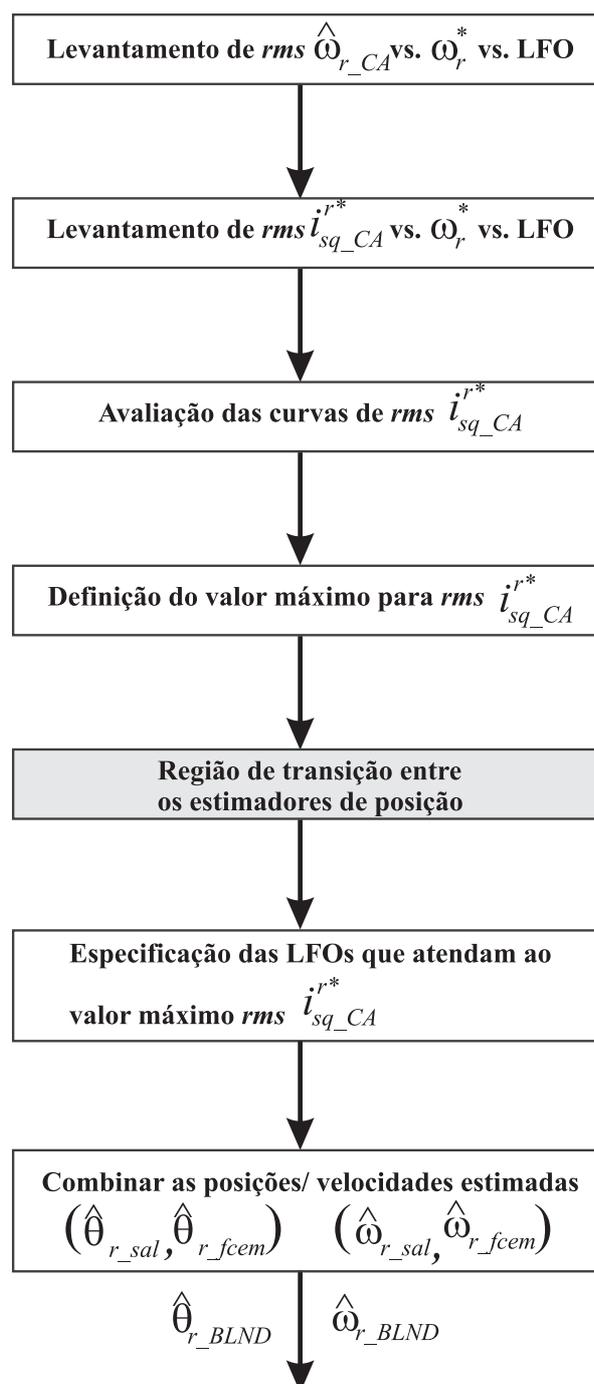


Figura 5.4: Fluxograma do procedimento para determinação da faixa de transição entre as técnicas de estimação de posição rotóricas.

### 5.3 Resultados de simulação

Esta seção tem por objetivo apresentar os resultados de simulação do procedimento de transição entre os estimadores de posição de baixa velocidade e alta velocidade. O estimador de posição baseado nas saliências corresponde ao sistema estudado no Capítulo 4 (Figura

4.1-4.2). O estimador de posição baseado na fcm implementado corresponde ao sistema da Figura 5.1. Um algoritmo de transição é avaliado da através de implementação de um programa em C++.

### 5.3.1 Sistema simulado

O diagrama de blocos representativo do sistema de controle de velocidade sem sensor está ilustrado na Figura 5.5. O controlador de velocidade é composto por um controlador PI. O controlador de corrente é composto por um controlador PI no referencial síncrono do rotor. É realizado o desacoplamento da fcm e o desacoplamento do acoplamento cruzado dos eixos  $d$  e  $q$ . Os parâmetros dos controladores de velocidade e corrente estão listados na Tabela 5.1. A especificação da tensão de alta frequência é 60 V de amplitude e 1,0 kHz de frequência. A frequência de amostragem das variáveis foi definida em  $100\mu s$ . A tensão de barramento CC foi mantida em 300 V. Os parâmetros do motor síncrono utilizado na simulação encontram-se listados na Tabela 5.2. A sintonia dos estimadores de posição foram definidos a partir da alocação dos pólos  $(p_1, p_2, p_3)$  segundo o critério de transição, descrito na Seção 5.4.2 (Figura 5.7).

Parâmetro	Valor
Largura de faixa do controlador de corrente ( $d$ e $q$ )	250 Hz
Largura de faixa do controlador de velocidade (PI)	10 Hz
Amplitude da tensão de alta frequência ( $V_h$ )	60 V
Frequência da portadora ( $f_h$ )	1,0 kHz
Tensão do barramento CC	300 V
Período de amostragem	100 $\mu s$
Frequência de chaveamento	10 kHz

Tabela 5.1: Parâmetros dos controladores, do conversor de potência e especificação da tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ )-(Figura 5.5).

### 5.3.2 Região de transição

O sistema de controle de velocidade do motor a ímãs permanentes sem sensor de posição foi avaliado para cada estratégia de estimação de posição, separadamente. Em seguida, a

Parâmetro	Valor nominal
Potência (kW)	0,4
Corrente máxima (A)	2,0
Tensão nominal (V)	220
Velocidade máxima (rpm)	3.000
Torque máximo (N.m)	1,6
Resistência ( $\Omega$ )	6,187
Indutância $l_{sd}$ (mH)	24
Indutância $l_{sq}$ (mH)	33
Cte. de fcem (V/krpm)	26,5
Pares de polos	4
Momento de inércia (kg.m <sup>2</sup> )	0,084.10 <sup>-3</sup>

Tabela 5.2: Parâmetros nominais do motor síncrono a ímã permanente.

região de transição foi determinada seguindo o procedimento apresentado no item 5.2.3. A Figura 5.6 exibe os resultados da evolução do conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq}^{r*}$  ( $i_{sq\_CA}^{r*}$ ) em função da velocidade ( $\omega_{rm}$ ) variando-se as larguras de faixas dos estimadores de posição/velocidade (LFO). O conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq}^{r*}$  foi calculado através da FFT do sinal para uma janela de amostras segundo (Akagi et al., 2007):

$$i_{sq\_CA}^{r*} = \sqrt{\sum_{m=2}^{N_m} (I_{sq}^{r*}(m))^2} \quad (5.3)$$

Onde  $m$  é a harmônica,  $N_m$  é número máximo de harmônicas que deve ser considerado no cálculo,  $I_{sq}^{r*}(m)$  representa a amplitude da  $m$ -ésima harmônica do sinal obtida através da FFT de  $i_{sq}^{r*}$ . O cálculo do valor eficaz do conteúdo CA de  $i_{sq}^{r*}$  foi realizado para uma janela com 10000 amostras para cada ponto de operação e, fazendo  $N_m$  igual a 5000.

Observando-se os resultados da Figura 5.6, verifica-se que quando o valor do conteúdo CA da corrente  $i_{sq}^{r*}$  está acima de 5% da corrente nominal ( $I_N$ ) ocorre um aumento abrupto dessa grandeza, isto pode levar a falhas do sistema de acionamento tais como aquecimento excessivo da máquina ou atuação indevida do sistema de proteção (Hejny e Lorenz, 2009). Portanto, foi estabelecido que o valor limite  $0,04I_N$ (4%) deve ser atingido em toda faixa

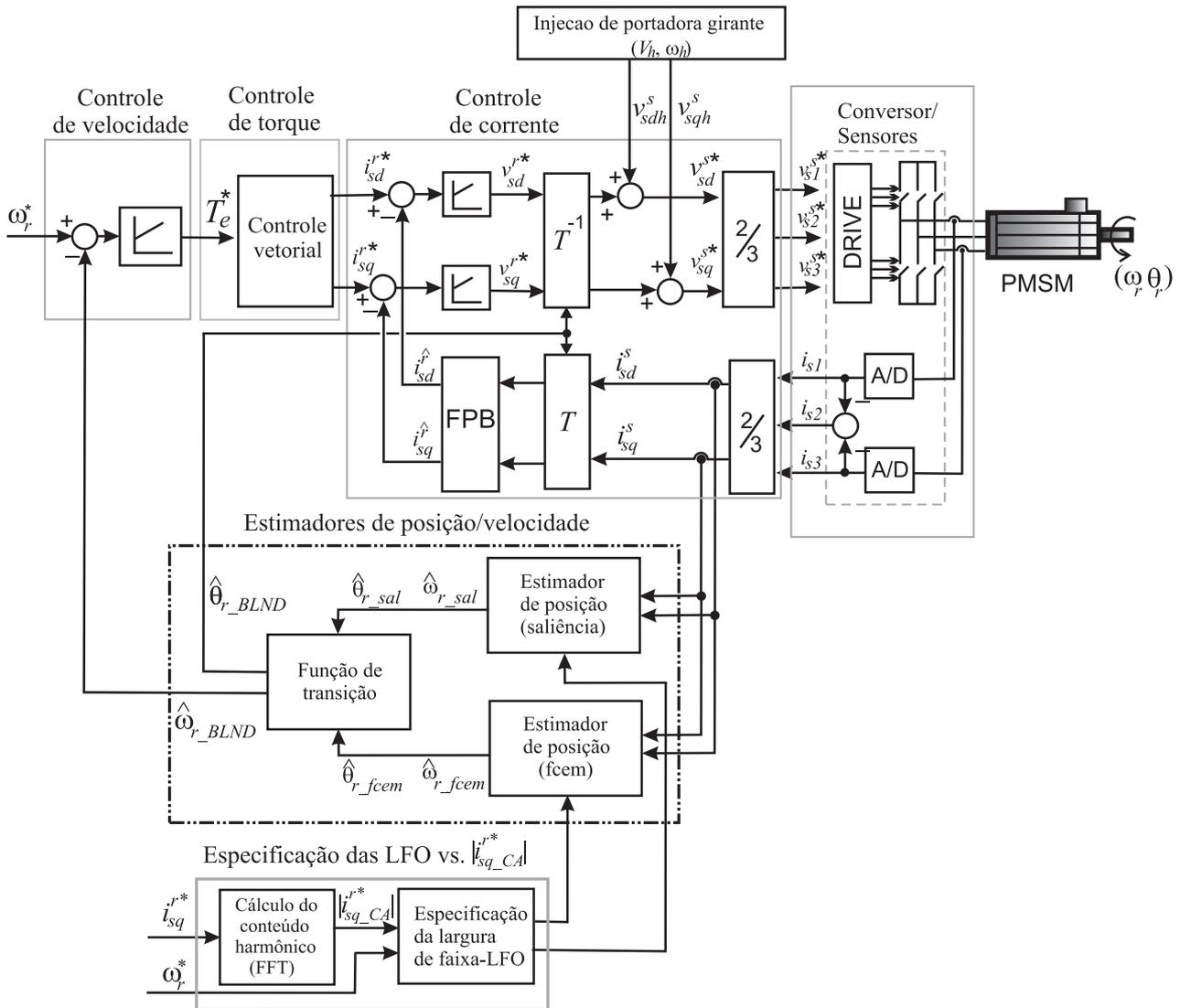


Figura 5.5: Estrutura de controle de velocidade sem sensor de posição em toda a faixa de velocidade utilizando um estimador de posição baseado na injeção de sinal e um estimador de posição baseado na estimação da fcem.

de velocidade, isto é  $|i_{sq\_CA}^{r*}| \leq 0,04I_N$ . Com base nesse valor, verifica-se que a região dos gráficos que apresentam interseções entre as curvas de  $i_{sq\_CA}^{r*}$  para as duas técnicas. Dessa maneira, segundo esse critério, a região de transição teórica entre as técnicas é a faixa de velocidades entre 125,66 rad/s (20 Hz) e 188,5 rad/s (30 Hz), vide Figura 5.6. Isto significa que os limites inferior e superior da faixa de transição são  $\omega_{r\_low} = 125,66$  rad/s e  $\omega_{r\_high} = 188,5$  rad/s, respectivamente. Essa faixa de velocidade corresponde está entre 5%-7,5% da velocidade nominal da máquina.

### Sintonia dos estimadores de posição/velocidade

A sintonia dos estimadores de posição/velocidade foi definida segundo o critério que

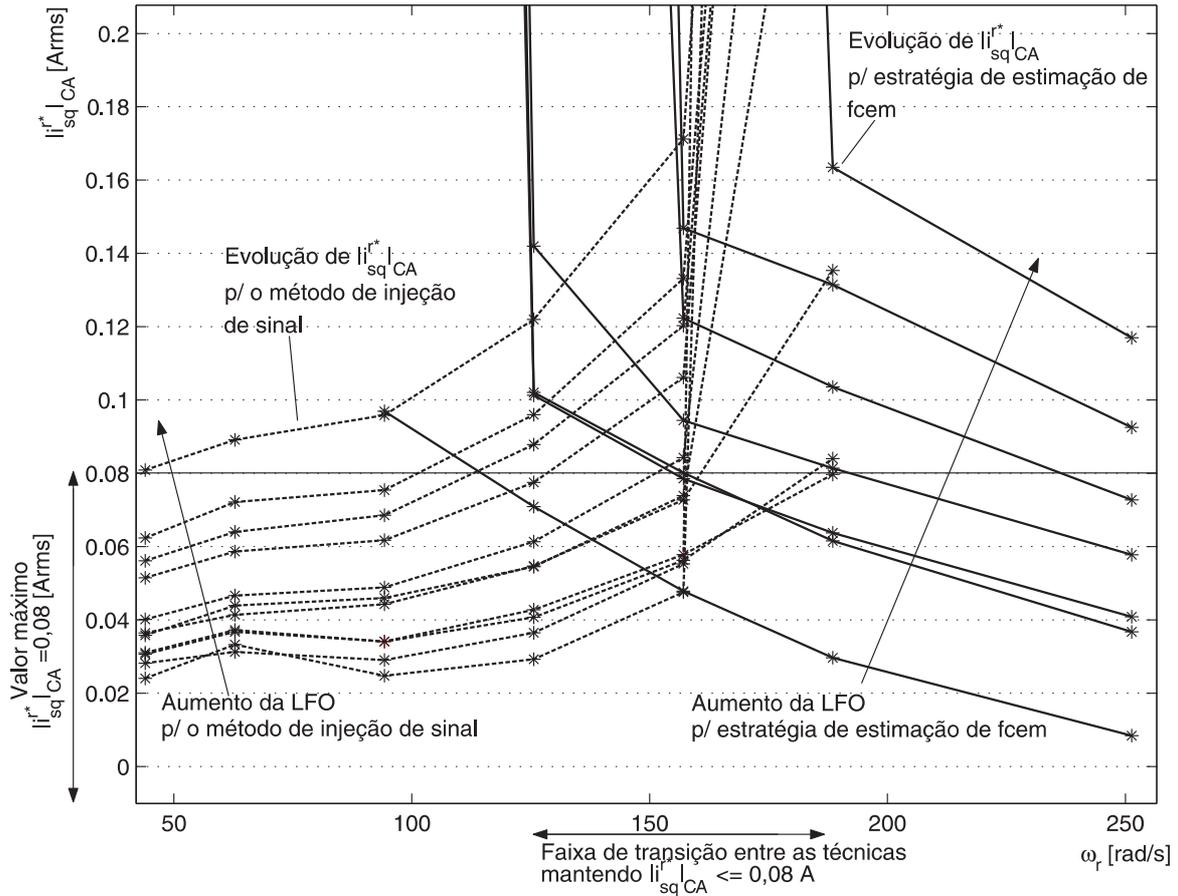


Figura 5.6: Determinação da região de transição entre as técnicas de estimação assumindo  $|i_{sq\_CA}^{r*}| \leq 4\%I_N$ : Estimação baseada em saliências magnéticas (linhas tracejadas), Estimação baseada na fcm (linhas cheias).

$|i_{sq\_CA}^{r*}| \leq 0,04I_N$ . Os ganhos dos estimadores de posição que proporcionaram  $|i_{sq\_CA}^{r*}| \leq 0,04I_N$  em determinada velocidade foram usados para levantar o perfil da largura de faixa de cada estimador em função da velocidade. Os ganhos dos estimadores de posição baseado na fcm ( $k_{po\_fcm}, k_{io\_fcm}, k_{do\_fcm}$ ) e os ganhos do estimador baseado na saliência ( $k_{po\_sal}, k_{io\_sal}, k_{do\_sal}$ ) foram armazenados em uma tabela, de modo que são modificados de acordo com a velocidade  $\omega_r^*$ . Dessa forma, a sintonia de cada observador de posição é ajustada conforme a velocidade de referência  $\omega_r^*$  durante a operação do sistema.

A Figura 5.7 mostra as curvas de largura de faixa para o observador de posição baseado na saliência (linha tracejada) e do observador de posição baseado no rastreamento da fcm (linha cheia), como funções da velocidade  $\omega_r$ . Analisando-se a Figura 5.7, pode-se constatar que ao se utilizar o observador baseado na estimação da fcm, uma redução da velocidade  $\omega_r$  deve ser acompanhada de uma diminuição da largura de faixa do observador, conforme

observado por Hejny e Lorenz (2009).

De maneira análoga, quando o sistema de controle de velocidade sem sensor opera em baixas velocidades e é solicitado um aumento da velocidade  $\omega_r$ , a largura de faixa do observador de posição baseado no rastreamento da saliência deve ter a sua largura de faixa reduzida. Este comportamento foi discutido no Capítulo 4.

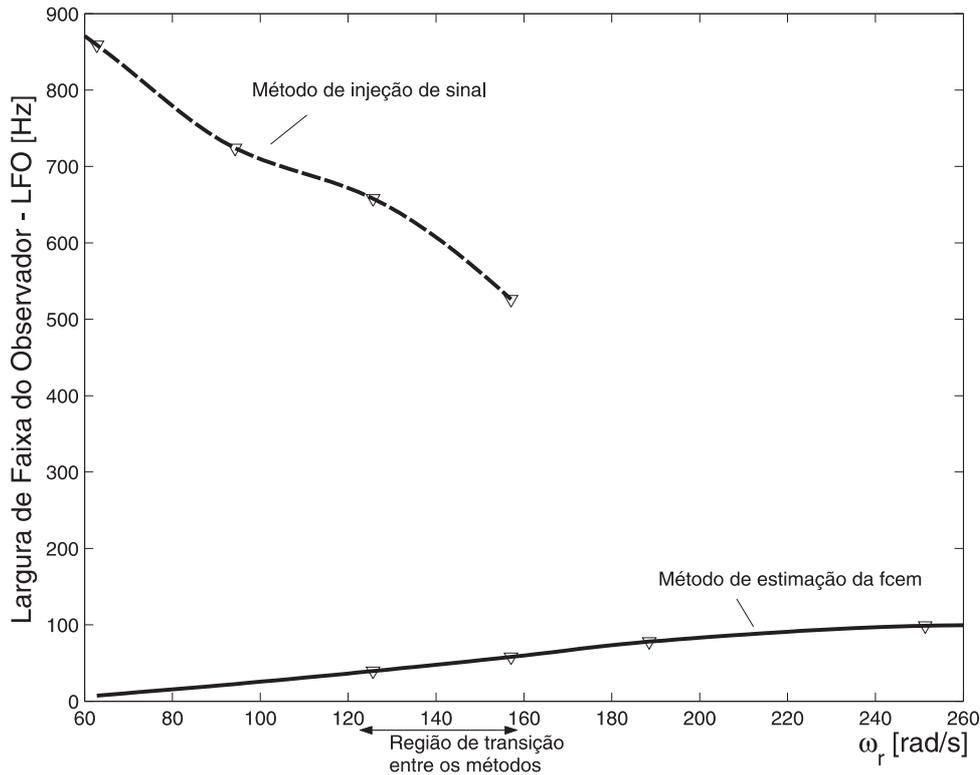


Figura 5.7: Largura de faixa dos observadores em função de  $\omega_r$  assumindo  $|i_{sq\_CA}^{r*}| \leq 4\%I_N$ : Estimação de posição baseada em injeção de sinal (linha tracejada), Estimação posição baseada na estimação da fcm (linha cheia).

### Escolha do parâmetro ( $\alpha$ )

O parâmetro  $\alpha$  presente em (5.1)-(5.2) representa a parcela de contribuição de cada resposta dos estimadores dentro da faixa de transição entre as técnicas. Uma importante questão que surge é como se definir este parâmetro em relação à velocidade. Diferentes relações foram propostas na literatura, funções lineares (Ha et al., 1999), (Silva et al., 2006) ou não-lineares (Frenzke e Piepenbrier, 2004). Para esta pesquisa, buscou-se associar a evolução de  $\alpha$  com a evolução do conteúdo CA de  $i_{sq}^{r*}$ . Foi assumido que  $\alpha$  tem um comportamento inverso à tendência de  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$  quando o sistema utiliza a posição e velocidade rotóricas

estimadas pelo estimador de posição baseado no rastreamento das saliências magnéticas (baixa velocidade). Verifica-se que na faixa de transição entre as técnicas o comportamento de  $\left| i_{sq}^{r*} \right|$  aumenta de forma linear, aproximadamente. Assim, a função  $\alpha(\omega_r)$  será uma função linear, de modo que:

- se  $\omega_r < \omega_{r\_low}$ :  $\alpha = 1$ ;
- se  $\omega_r > \omega_{r\_high}$ :  $\alpha = 0$ .

### 5.3.3 Testes de desempenho

Alguns resultados foram escolhidos para demonstrar o funcionamento da estratégia de estimação de posição. O sistema de controle de velocidade sem sensor de posição foi avaliado para as seguintes condições de teste: (i) rampa de velocidade, (ii) reversão de velocidade e (iii) aplicação de um degrau de carga.

A Figura 5.8 exibe o resultado de desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência de velocidade em rampa na faixa de transição. Para a situação mostrada, no intervalo de tempo de 0 a 0,5s, a frequência da velocidade de referência é variada de 0 a 20 Hz. Em seguida, para  $t$  maior que 0,5s a velocidade de referência é mantida constante a 125,6 rad/s (20 Hz). A sintonia dos estimadores de posição (saliência e fcm) é realizada em função da velocidade de referência de modo a apresentar a largura de faixa mostrada na Figura 5.7. Na Figura 5.8, são apresentadas a velocidade medida ( $\omega_r$ ), a velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ), as posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ), a posição estimada pelo método das saliências ( $\hat{\theta}_{r\_sal}$ ), a posição estimada pelo método de força contra-eletromotriz ( $\hat{\theta}_{r\_fcm}$ ), e a evolução do valor eficaz do conteúdo CA da corrente  $i_{sq}^{r*} \left( \left| i_{sq\_CA}^{r*} \right| \right)$ . O valor eficaz do conteúdo CA da corrente ( $i_{sq}^{r*}$ ) é obtido calculando a FFT ao sinal para uma janela com 1024 amostras (5.3). A posição estimada combinada ( $\hat{\theta}_r$ ) é obtida a partir da composição das respostas dos estimadores  $\hat{\theta}_{r\_sal}$  e  $\hat{\theta}_{r\_fcm}$ . Verifica-se que o conteúdo CA da corrente  $i_{sq}^{r*}$  mantém-se abaixo do valor limite especificado. Durante o teste, foi imposta uma carga constante igual a 25% do conjugado nominal do motor.

As Figuras 5.9-5.10 mostram os resultados de desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência de velocidade em rampa. Para esta situação,

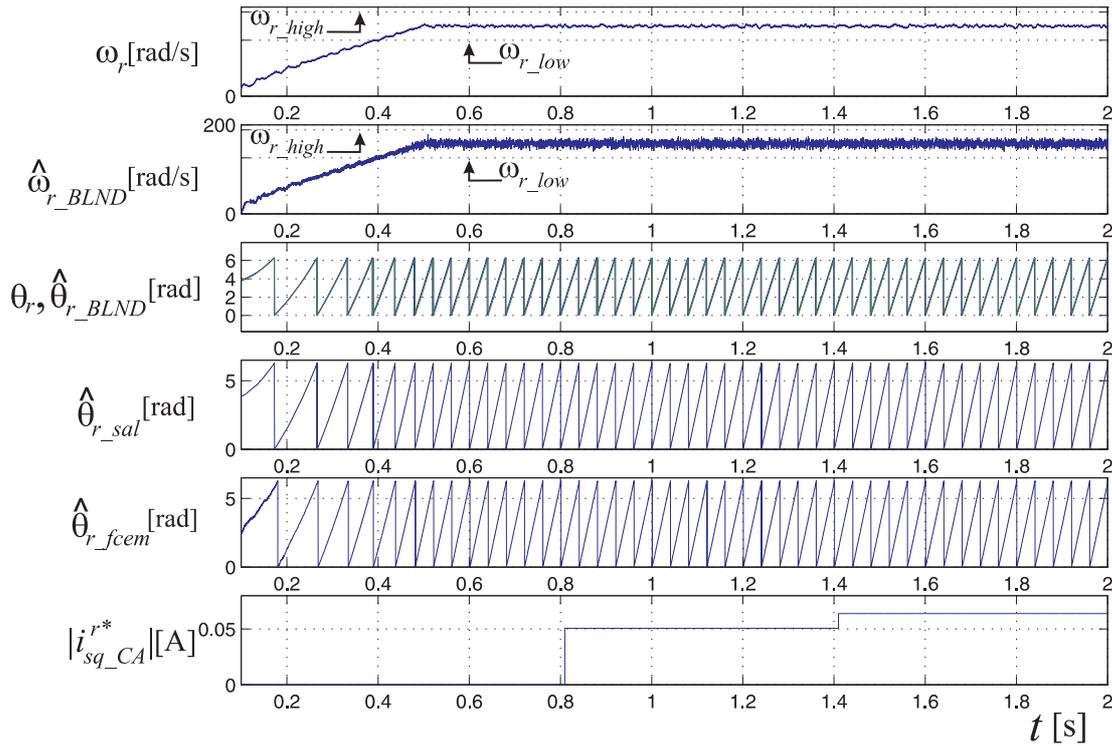


Figura 5.8: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 20 Hz): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , (e) evolução do valor eficaz  $\left| i_{sq\_CA}^{r*} \right|$ .

a frequência da velocidade de referência é variada entre 0 e 60 Hz no intervalo de tempo de 0 a 10s. Entre os instantes 10s e 15 s a velocidade de referência é mantida constante em 377 rad/s (60 Hz). A partir do instante  $t = 15s$  a referência de velocidade diminui gradativamente de modo que em  $t = 25s$  seu valor é zero. A sintonia dos dois estimadores de posição (saliência e fcem) ocorre em função da velocidade de referência de modo a ter a largura de faixa mostrada na Figura 5.7 para manter o valor eficaz do conteúdo CA de  $i_{sq}^{r*}$  abaixo de 4% da corrente nominal do motor.

Na Figura 5.9, são apresentadas a velocidade medida ( $\omega_r$ ), a velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ), as posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ), a corrente de referência ( $i_{sq}^{r*}$ ) e a evolução do valor eficaz do conteúdo CA da corrente  $i_{sq}^{r*} \left( \left| i_{sq\_CA}^{r*} \right| \right)$ . O cálculo do valor eficaz de  $\left| i_{sq\_CA}^{r*} \right|$  foi realizado calculando-se a FFT para uma janela de 1024 amostras. Além disso, este parâmetro também foi calculado utilizando as amostras no domínio do tempo. A região de transição teórica entre as técnicas de estimação está destacada na Figura pelos símbolos  $\omega_{r\_high}$  e  $\omega_{r\_low}$ . Observando o resultado, pode-se verificar que o desempenho do sistema de controle

de velocidade *sensorless* é satisfatório, pois durante a operação o conteúdo CA da corrente  $i_{sq}^{r*}$  é mantido abaixo do limite especificado ( $4\%I_N$ ). Durante o teste, aplica-se uma carga constante igual a 25% do conjugado nominal.

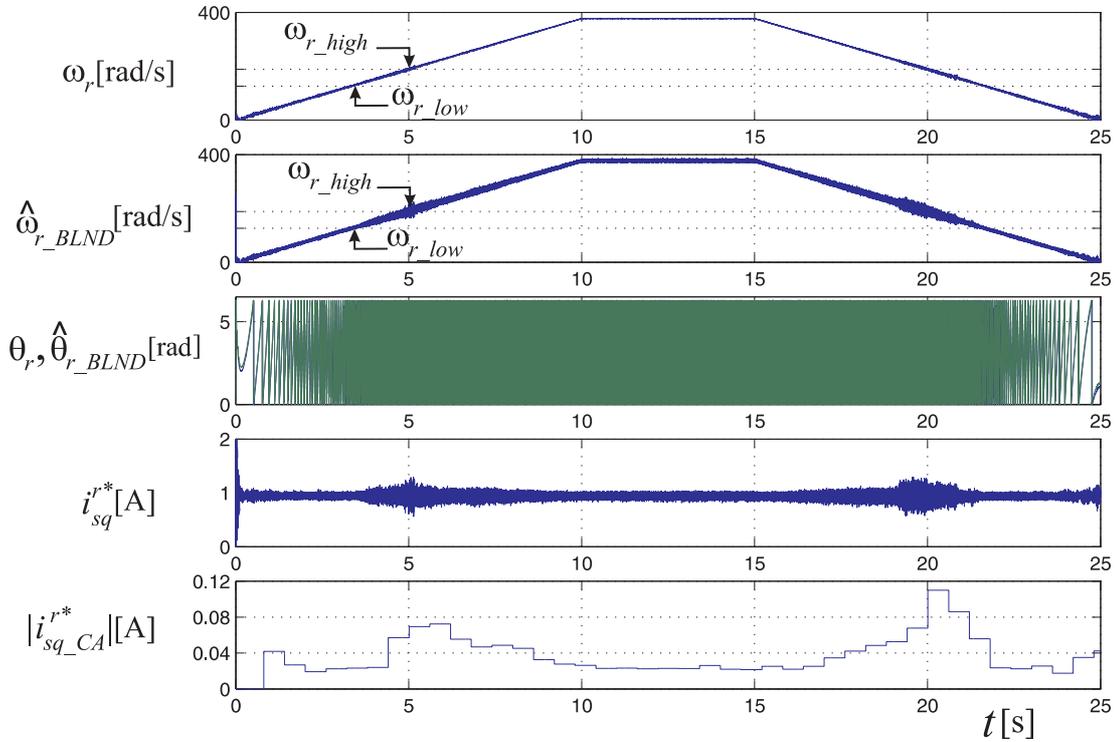


Figura 5.9: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 60 Hz): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , (e) evolução do valor eficaz de  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ .

Os resultados do controle de velocidade em malha fechada utilizando o estimador de posição/velocidade para uma condição de reversão de velocidade são mostrados nas Figuras 5.11-5.12. A velocidade de referência é variada em rampa de 0 a  $-377$  rad/s em 10s e, variada desse valor para  $+377$  rad/s entre os instantes  $t = 10s$  e  $t = 20s$ . Verifica-se que para essa condição, ocorre a transição entre os métodos de estimação de acordo com a velocidade de referência, com modificação da largura de faixa dos estimadores de posição. Durante a operação a carga é mantida constante em 25% do torque nominal. Na Figura 5.11, são apresentadas a velocidade medida ( $\omega_r$ ), a velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ), as posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ), a corrente de referência ( $i_{sq}^{r*}$ ) e a evolução do valor eficaz do conteúdo CA da corrente  $i_{sq}^{r*}$  ( $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ ).

Na Figura 5.12 são apresentados os períodos de aplicação e retirada do sinal de alta

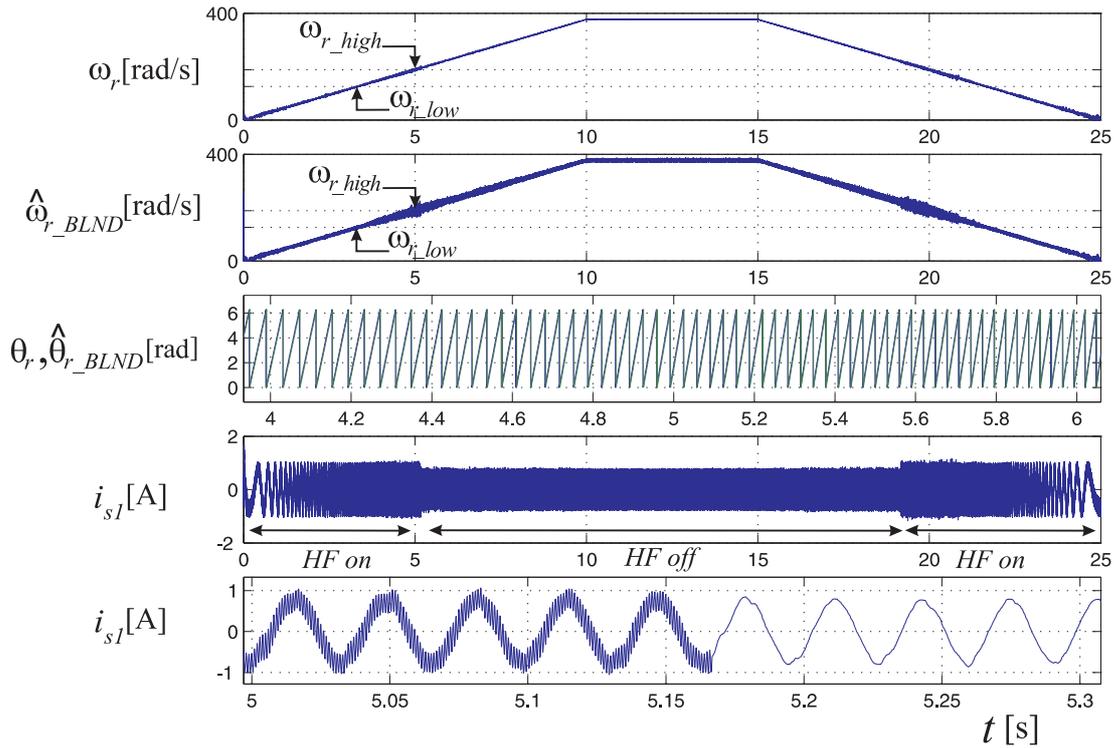


Figura 5.10: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 60Hz): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_BLND}$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{s1}$ , (e) detalhe da corrente  $i_{s1}$ .

frequência (*HF on/ HF off*), especialmente visíveis na forma de onda da corrente de fase  $i_{s1}$ . O impacto da aplicação da tensão de alta frequência  $v_{dsqh}^s$  produz uma perturbação (pico ou *spike*) na corrente de fase, contudo, não surge uma variação da resposta estimada pelo observador de posição baseado na fcm. O estimador de posição apresenta um bom desempenho para toda a faixa de velocidade avaliada, inclusive a velocidade nula.

Os efeitos da aplicação de carga ao sistema de controle de velocidade são apresentados na Figura 5.13. A velocidade de referência é mantida constante em 125,6 rad/s (20 Hz), valor localizado dentro da faixa de transição. No instante  $t = 0,75s$  é aplicado um degrau de carga equivalente a 40% do torque nominal. Na Figura 5.13 são exibidas a velocidade medida ( $\omega_r$ ), a velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r$ ), as posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r$ ), a posição estimada pelo método das saliências ( $\hat{\theta}_{r\_sal}$ ), a posição estimada pelo método de força contra-eletromotriz ( $\hat{\theta}_{r\_fcm}$ ) e a corrente de referência ( $i_{sq}^{r*}$ ). Verifica-se que a aplicação da carga provoca um erro de velocidade relativamente alto, contudo, o erro de velocidade converge rapidamente para zero em um intervalo de tempo inferior a 0,2s, tornando-se nulo em regime permanente.

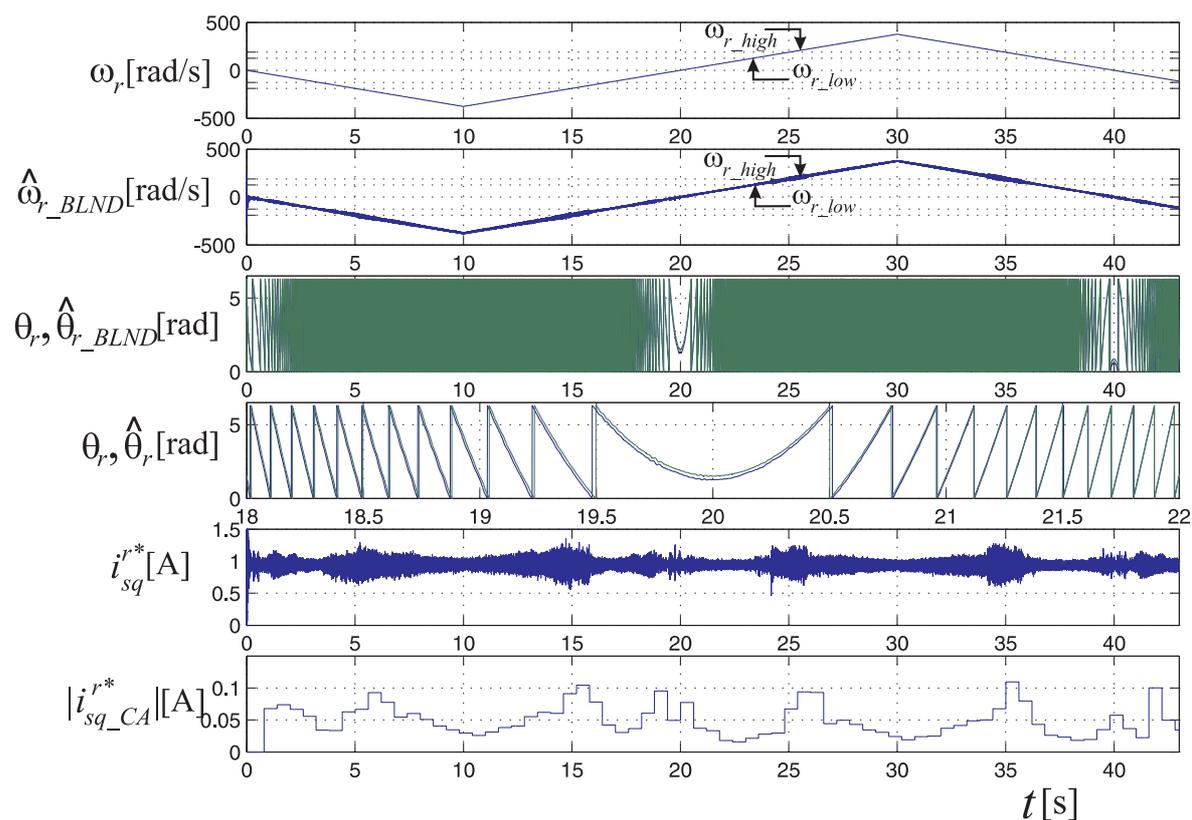


Figura 5.11: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma condição de reversão de velocidade: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r_{BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r_{BLND}$ ), detalhe das curvas de posição medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r_{BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , evolução do valor eficaz de  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ .

O controle de velocidade *sensorless* não se torna instável com a aplicação de carga operando nessa faixa de velocidade.

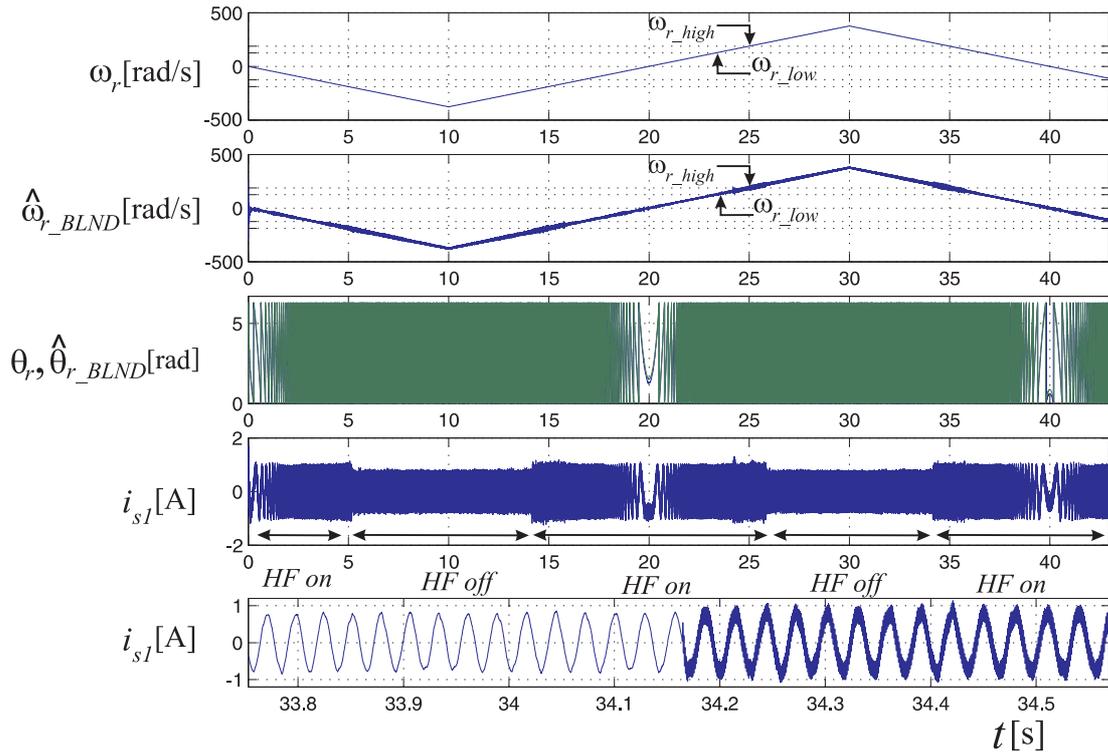


Figura 5.12: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para um teste de reversão de velocidade: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r_{BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r_{BLND}$ ), corrente  $i_{s1}$ , detalhe da corrente  $i_{s1}$  - aplicação do sinal de  $v_{sdqh}^s$ .

### Inicialização e habilitação da técnica de injeção de sinal

Uma característica importante para implementação de estimadores de posição rotórica para uma ampla faixa de velocidade é a necessidade ou não de inicialização dos estimadores. Como discutido anteriormente, as estratégias de estimação de posição rotórica para uma ampla faixa de velocidade utilizam a integração de técnicas baseadas na estimação da fcm e técnicas baseadas no rastreamento da posição da saliência rotórica.

Para situações de controle de velocidade, a técnica de rastreamento da posição da saliência baseada na injeção de sinal apresenta dois momentos no qual é importante a estimativa inicial da posição rotórica: a partida do sistema e quando a técnica de injeção de sinal é habilitada. A primeira situação compreende o momento de partida a partir do repouso, isto é, a estimação da posição inicial. O estimador baseado na injeção de sinal pode apresentar um erro de  $\pm 180$  graus em relação da posição de interesse, entretanto, essa limitação é contornada pela adoção de uma técnica de estimação de posição inicial que provoca a saturação do circuito magnético da máquina para identificar a polaridade do ímã. Dessa maneira, a

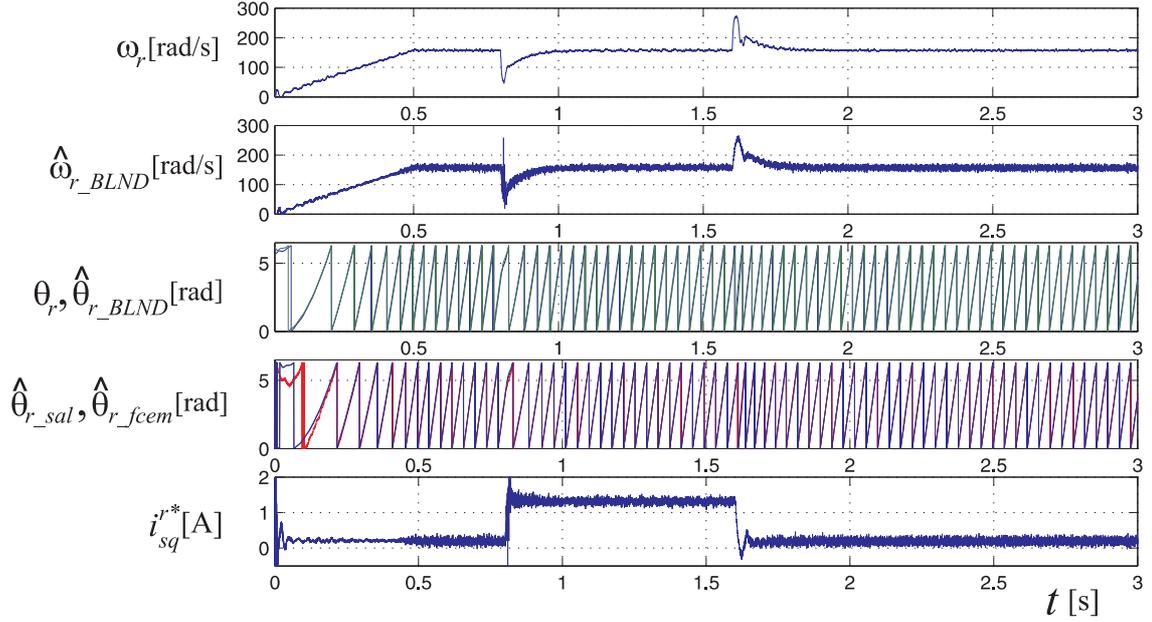


Figura 5.13: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para um degrau de carga de 40% do torque nominal: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), posições estimadas  $\hat{\theta}_{r\_sal}$  (azul) e  $\hat{\theta}_{r\_fcem}$  (vermelho), corrente ( $i_{sq}^*$ ).

resposta obtida pelo estimador de posição baseado na injeção de sinal será corrigida ou não, de acordo com a resposta apresentada pela técnica de estimação da posição inicial do eixo da máquina.

Considere uma situação na qual o motor a ímã permanente tem sua velocidade controlada desde o repouso até médias e altas velocidades. Nestas situações, é importante se determinar os instantes de habilitação e desabilitação da técnica de injeção de sinal. A questão da aplicação ou não da técnica de injeção de sinal é discutida mais adiante. Dessa forma, é importante a inicialização do estimador baseado na injeção de sinal quando a técnica é habilitada, particularmente, quando a máquina tem sua velocidade próxima à região de transição entre as técnicas de estimação.

Para esta condição, o estimador de posição baseado na injeção de sinal deve ser inicializado com respostas do estimador baseado na fcem, ou seja,  $\hat{\theta}_{r\_sal}(k) \leftarrow \hat{\theta}_{r\_fcem}(k-1)$  e  $\hat{\omega}_{r\_sal}(k) \leftarrow \hat{\omega}_{r\_fcem}(k-1)$ . Este artifício é realizado para garantir uma convergência rápida da saída do estimador de posição pois, a inicialização do estimador com um valor diferente,  $\hat{\theta}_{r\_sal}(k) \neq \hat{\theta}_{r\_fcem}(k-1)$  pode fazer com que o estimador de posição não convirja para a

posição rotórica correta ( $\theta_r$ ). As Figuras 5.14 e 5.15 apresentam as respostas do estimador de posição baseado na injeção de sinal durante uma rampa descendente de velocidade quando ocorre uma nova habilitação da técnica de injeção de sinal. A variável 'flag-HF' indica o instante no qual a tensão de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ ) é aplicada. Na Figura 5.14 ocorre uma rápida convergência da posição estimada para a posição rotórica medida pois é assumido que  $\hat{\theta}_{r\_sal}(k) \leftarrow \hat{\theta}_{r\_fcm}(k-1)$ . Todavia, na Figura 5.15 o estimador de posição é iniciado com um valor qualquer e neste caso a resposta do estimador apresenta um atraso em relação à posição rotórica medida ( $\theta_r$ ).

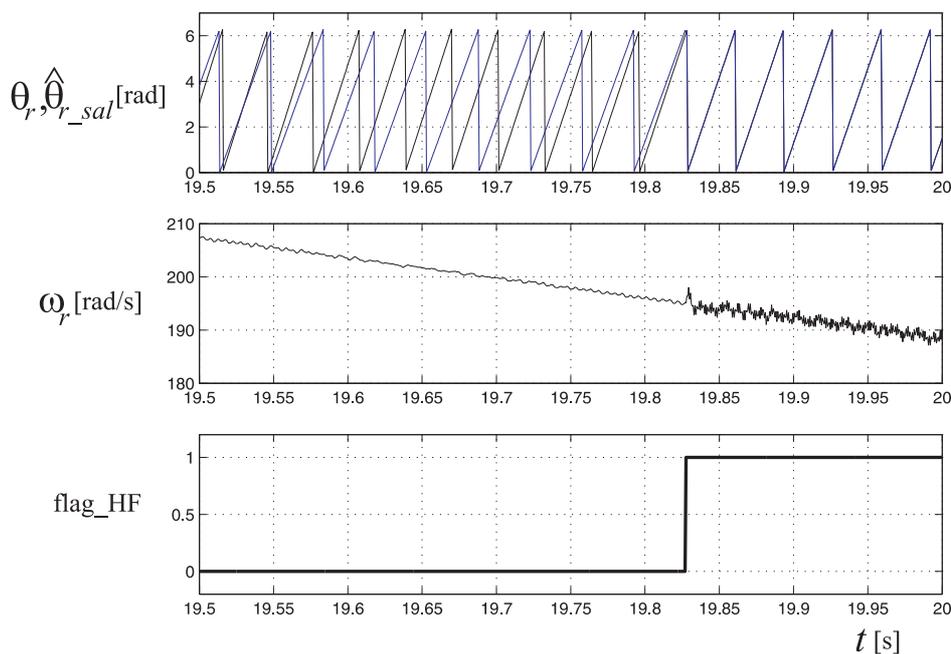


Figura 5.14: Inicialização do estimador de posição rotórica baseado na injeção de sinal:  $\hat{\theta}_{r\_sal}(k) \leftarrow \hat{\theta}_{r\_fcm}(k-1)$ ,  $\hat{\omega}_{r\_sal}(k) \leftarrow \hat{\omega}_{r\_fcm}(k-1)$ .

Para o controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador de posição proposto, a injeção de sinal de alta frequência é interrompida a partir de uma determinada velocidade. A razão para isso se deve ao fato de que devido a degradação da qualidade dos sinais que contém a informação de posição diminui, conseqüentemente, a resposta na saída do estimador ( $\hat{\theta}_r$ ) fica atrasada em relação a posição rotórica verdadeira ( $\theta_r$ ). Isto pode causar instabilidade do controle de velocidade uma vez que a posição estimada é utilizada nas transformações de referenciais. Portanto, torna-se difícil a sintonia do estimador de posição de modo que a posição da saliência rotórica seja rastreada corretamente. Assim, se a tensão de alta frequência for continuamente aplicada ao motor, produzirá apenas perdas adicionais

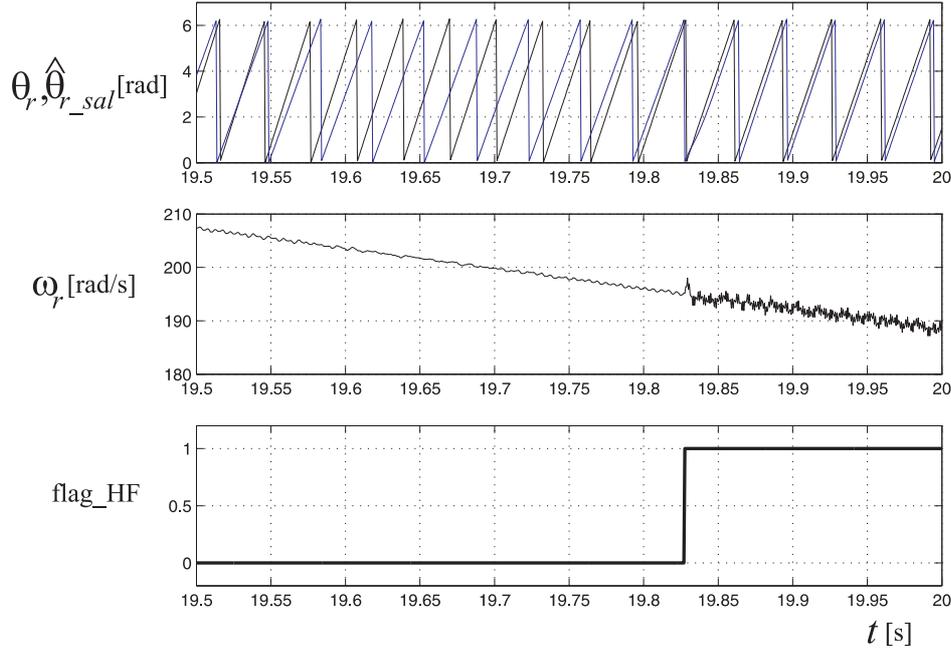


Figura 5.15: Inicialização do estimador de posição rotórica baseado na injeção de sinal:  $\hat{\theta}_{r\_sal}(k) \neq \hat{\theta}_{r\_fcem}(k-1)$ ,  $\hat{\omega}_{r\_sal}(k) \neq \hat{\omega}_{r\_fcem}(k-1)$ .

e ainda limitar a tensão disponível no barramento CC para o controlador de corrente.

Considere o resultado da Figura 5.9, o sinal de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ ) é aplicado até que a velocidade do motor seja maior que  $\omega_{r\_high}$ , durante a rampa ascendente de velocidade. Este instante corresponde ao momento no qual a velocidade desenvolvida pela máquina está acima do limite superior da região de transição ( $\omega_{r\_high}$ ) avaliada anteriormente (Figura 5.6), assim, a tensão  $v_{sdqh}^s$  é retirada ( $V_h = 0$ ). A tensão  $v_{sdqh}^s$  é aplicada novamente durante a rampa descendente da velocidade de referência quando  $\omega_r = 1,05\omega_{r\_high}$ , vide Figura 5.10 (*HF on/HF off*). Neste instante, o estimador de posição baseado na saliência é reinicializado com os valores atuais de  $\hat{\omega}_r$ ,  $\hat{\theta}_r$  apresentados pelo estimador de posição baseado na fcem: ( $\hat{\theta}_{r\_sal}(k) \leftarrow \hat{\theta}_{r\_fcem}(k-1)$ ) e  $\hat{\omega}_{r\_sal}(k) \leftarrow \hat{\omega}_{r\_fcem}(k-1)$ .

Os resultados apresentados anteriormente para o controle de velocidade sem sensor de posição utilizam uma posição rotórica estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ) resultante da combinação entre as respostas dos estimadores baseados na injeção de sinal ( $\hat{\theta}_{r\_sal}$ ) e na estimação da fcem ( $\hat{\theta}_{r\_fcem}$ ). A posição  $\hat{\theta}_{r\_BLND}$  é obtida a partir da combinação linear entre as respostas em função da velocidade. Outra possibilidade que surge é utilizar uma relação não-linear do parâmetro  $\alpha$  com a velocidade rotórica  $\omega_r$  para compor a posição  $\hat{\theta}_{r\_BLND}$  e, ainda verificar o impacto no conteúdo CA da corrente de referência  $i_{sq}^{r*}$ . Foram testadas duas formas de

ponderação das respostas dos estimadores, as expressões para o fator  $\alpha$  são:

$$\alpha_1(\omega_r^*) = 0,01(\omega_r^*)^2 - 0,4\omega_r^* + 4, (\omega_{r\_low} \leq \omega_r^* \leq \omega_{r\_high}) \quad (5.4)$$

$$\alpha_1(\omega_r^*) = 1, \omega_r^* < \omega_{r\_low}, \alpha_1(\omega_r^*) = 0, \omega_r^* > \omega_{r\_high} \quad (5.5)$$

$$\alpha_2(\omega_r^*) = 0,01(\omega_r^*)^2 - 0,6\omega_r^* + 9, (\omega_{r\_low} \leq \omega_r^* \leq \omega_{r\_high}) \quad (5.6)$$

$$\alpha_2(\omega_r^*) = 1, \omega_r^* < \omega_{r\_low}, \alpha_2(\omega_r^*) = 0, \omega_r^* > \omega_{r\_high} \quad (5.7)$$

As Figuras 5.16 e 5.17 exibem as curvas para os fatores  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  em função da velocidade de referência  $\omega_r^*$ . Nas Figuras,  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  correspondem a contribuição da resposta do estimador baseado na injeção de sinal enquanto  $1 - \alpha_1$  e  $1 - \alpha_2$  são os fatores utilizados para a resposta do estimador baseado na fcm. As Figuras 5.18 e 5.19 apresentam o desempenho do controle de velocidade utilizando o estimador de posição rotórica, na qual a posição estimada é uma ponderação não-linear das respostas dos estimadores  $\alpha_1, 1 - \alpha_1$  (5.4) e  $\alpha_2, 1 - \alpha_2$  (5.6), respectivamente. Observando-se os resultados, pode-se verificar que nas duas situações para composição da posição rotórica estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), o conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq}^{r*}$  é maior que no caso utilizando uma ponderação linear entre as respostas dos estimadores (Figura 5.9) principalmente na faixa de transição.

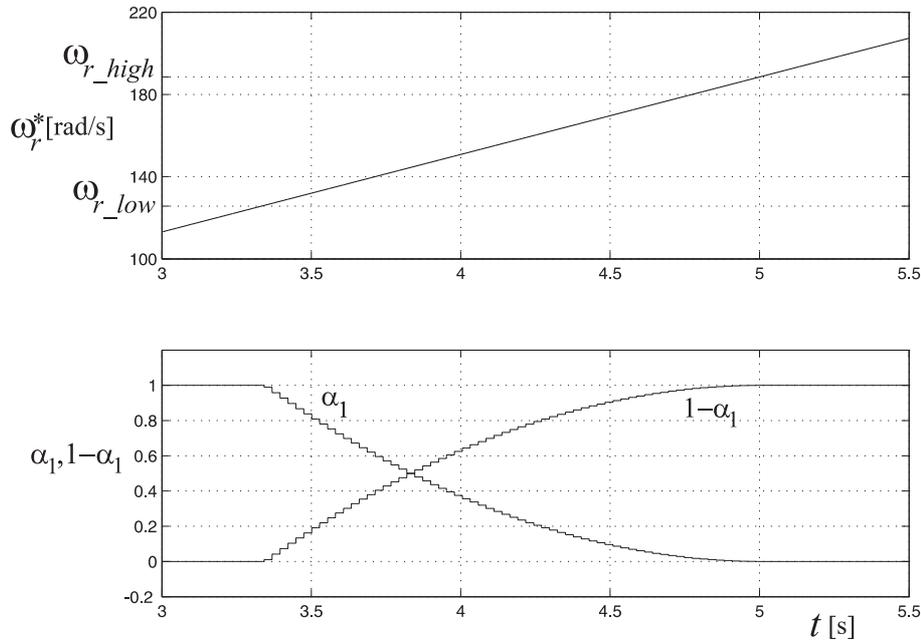


Figura 5.16: Ponderação não-linear entre as respostas dos estimadores ( $\alpha_1, 1 - \alpha_1$ ).

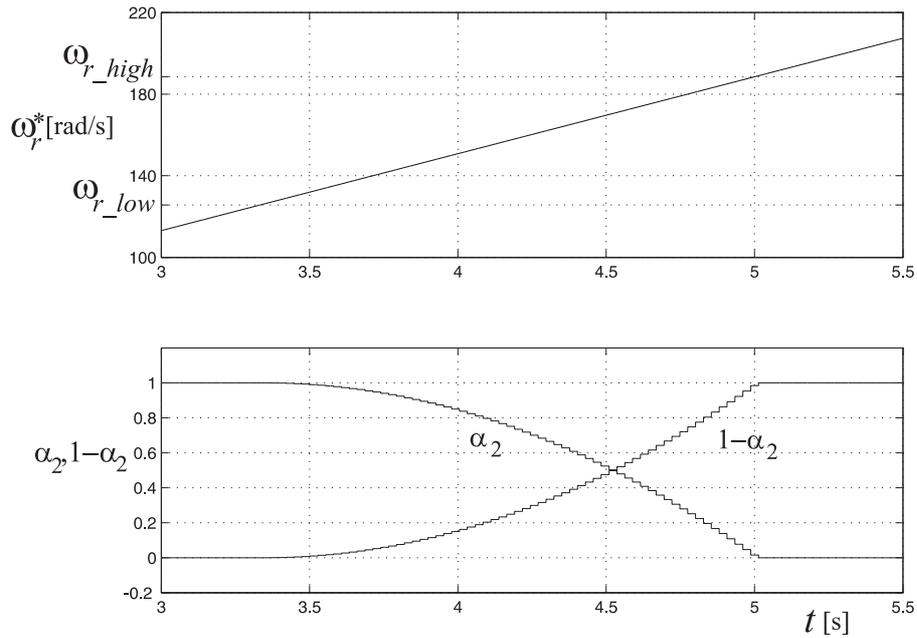


Figura 5.17: Ponderação não-linear entre as respostas dos estimadores ( $\alpha_2, 1 - \alpha_2$ ).

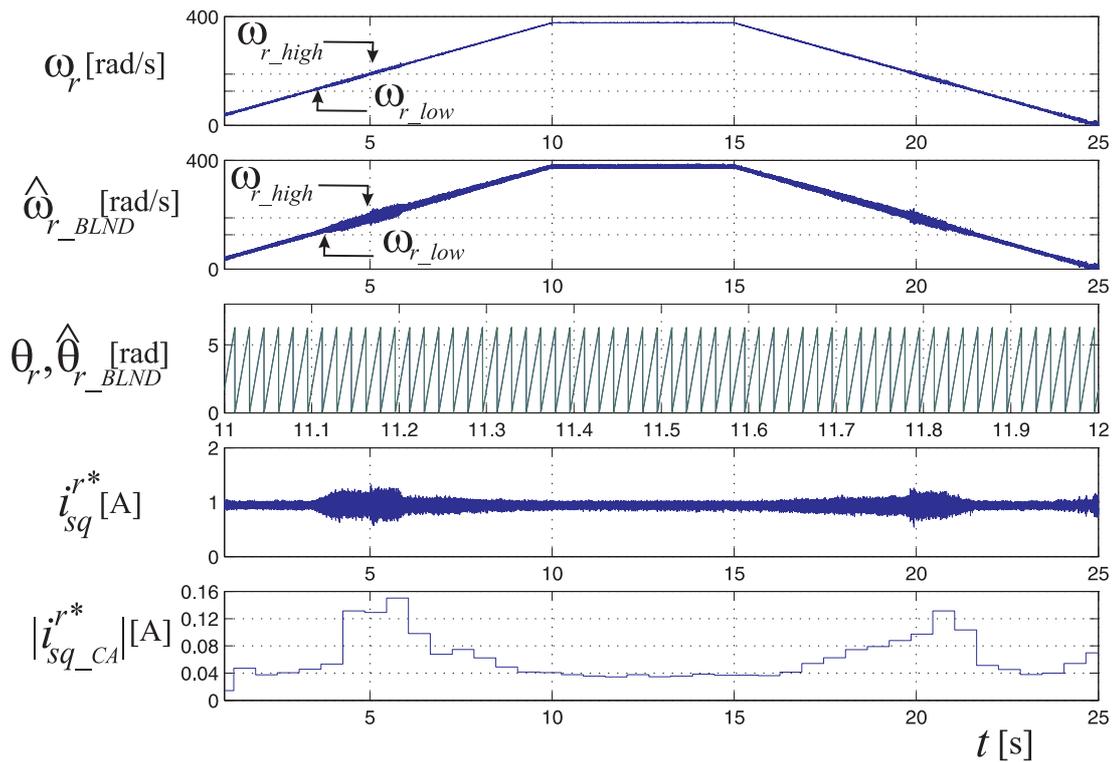


Figura 5.18: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 60 Hz), utilizando ponderação não-linear ( $\alpha_1$ ): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_BLND}$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , (e) evolução do valor eficaz  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ .

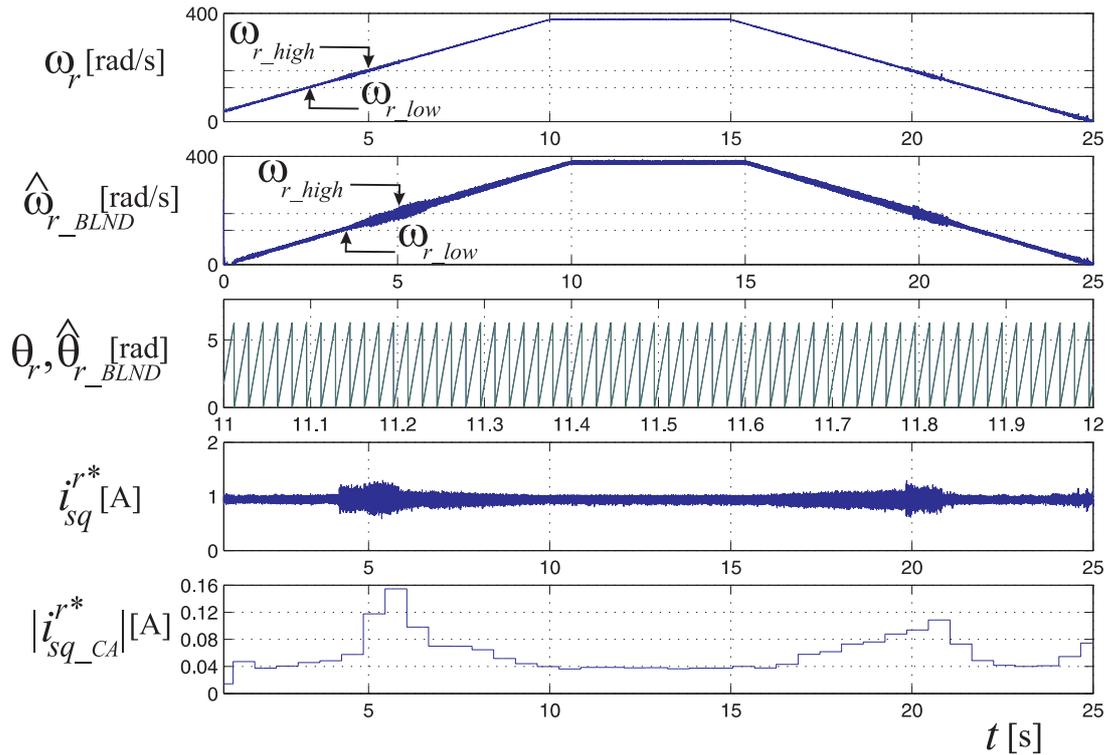


Figura 5.19: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição para uma referência em rampa (0 – 60 Hz), utilizando ponderação não-linear ( $\alpha_2$ ): (a) velocidade medida ( $\omega_r$ ), (b) velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_BLND}$ ), (c) posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^*$ , (e) evolução do valor eficaz  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ .

### Comparação com a operação com sintonia fixa dos estimadores de posição rotórica

O procedimento de determinação da região de transição é baseado na avaliação do conteúdo harmônico da corrente de referência  $i_{sq}^*$ . Esta avaliação tem como resultado a modificação da sintonia dos estimadores de posição rotórica que compõem o algoritmo de estimação. Isto significa que o estimador de posição rotórica tem a sintonia modificada em função da velocidade.

Para avaliar o desempenho do algoritmo de estimação, foi realizada a simulação do algoritmo de estimação de posição rotórica quando os estimadores de posição (saliência e fcm) têm largura de faixa fixa, isto é, os pólos de malha fechada dos estimadores de posição são constantes e não variam como função da velocidade. Dessa maneira, três condições foram testadas em simulação: operação para uma rampa de referência, operação com reversão da velocidade e aplicação de um degrau de carga. Essas situações correspondem aos resultados

obtidos com o método proposto exibidos nas Figuras 5.9-5.13. Os resultados são mostrados nas Figuras 5.20-5.22.

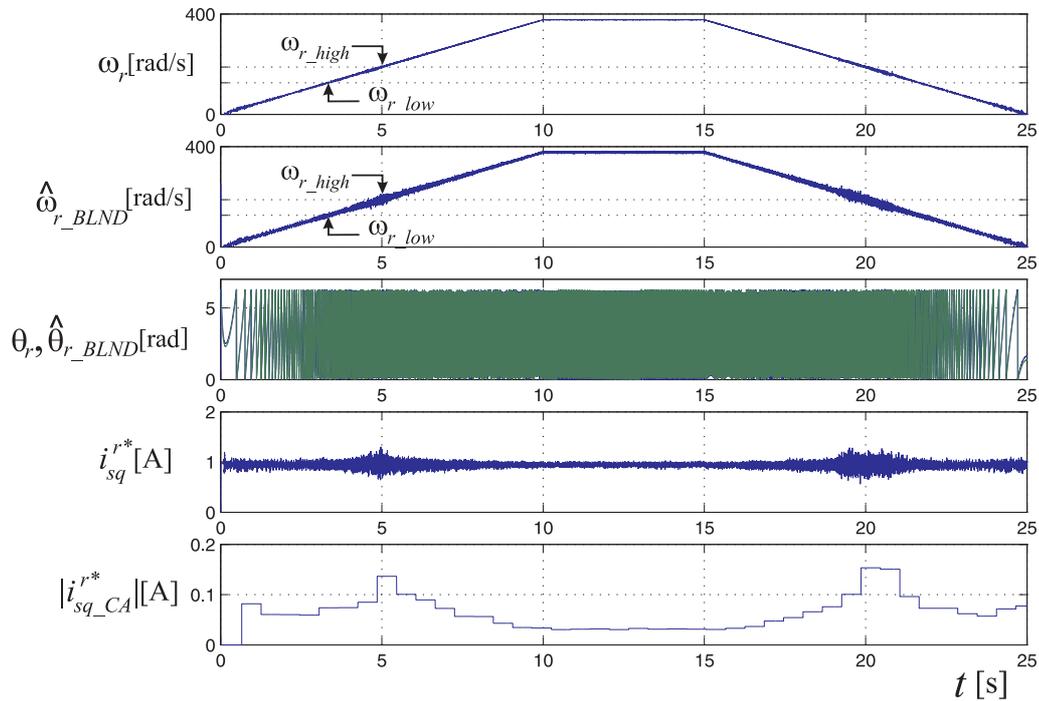


Figura 5.20: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição com largura de faixa dos estimadores fixas, carga de 25% do torque nominal: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r_{BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r_{BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , módulo do conteúdo CA  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ .

Para os testes de simulação, a especificação da tensão de alta frequência foi mantida 60 V-1,0 kHz. A largura de faixa do controlador de velocidade vale 10 Hz. A largura de faixa dos controladores de corrente ( $d$  e  $q$ ) correspondem a 250 Hz. A tensão de barramento CC vale 300 V. O estimador de posição rotórica baseado no rastreamento das saliências magnéticas (injeção de sinal) foi sintonizado para uma largura de faixa de 990 Hz. O estimador teve seus polos de malha fechada alocados em 100, 200 e 500 Hz. Por outro lado, o estimador de posição baseado na estimação da  $f_{cm}$  foi sintonizado para uma largura de faixa de 78 Hz. Os polos de malha fechada foram alocados em 10, 25 e 25 Hz.

Na Figura 5.20 é mostrado o desempenho do controle de velocidade para uma referência de velocidade variando em rampa de 0 a 60 Hz, em um intervalo de 10 s, o que equivale a velocidade de 377 rad/s. Entre os instantes  $t = 15$  s e  $t = 25$  s, a referência de velocidade varia em uma rampa decrescente até que a referência de velocidade seja nula. Comparando-se os resultados das Figuras 5.9 e 5.20, verifica-se que a respostas obtidas para a velocidade

desenvolvida ( $\omega_r$ ) e a evolução do conteúdo harmônico de  $i_{sq}^{r*}$  são similares.

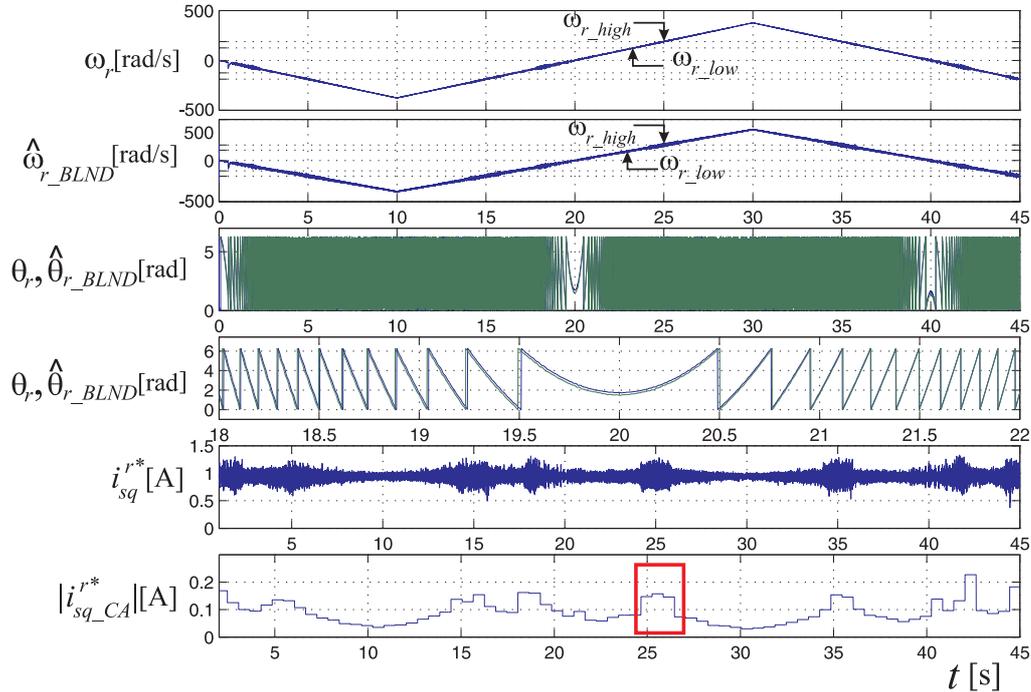


Figura 5.21: Desempenho do controle de velocidade sem sensor de posição com largura de faixa dos estimadores fixas, carga de 25% do torque nominal: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\hat{\omega}_r_{BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_r_{BLND}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ , módulo do conteúdo CA  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ .

Na Figura 5.21 é apresentado o resultado para o controle de velocidade sem sensor para um teste de reversão de velocidade. A velocidade de referência é variada em rampa do repouso até  $-377$  rad/s (60 Hz) em um intervalo de 10s e, a partir do instante  $t = 10$  s, a referência de velocidade é variada em rampa até 377 rad/s. O funcionamento do sistema de controle utilizando os estimadores de posição rotórica com sintonia fixa apresenta o surgimento de oscilações na velocidade ( $\omega_r$ ). Além disso, ocorre o aumento do conteúdo harmônico (CA) da corrente de referência, principalmente na região de transição entre as técnicas de estimação. Essa situação está destacada pelo retângulo vermelho na curva de  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$ , verifica-se que o valor assumido é o dobro do valor apresentado pela técnica proposta. Como não é imposta a minimização do conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq}^{r*}$  pela modificação da largura de faixa dos estimadores de posição, ocorre o aumento do valor de  $|i_{sq\_CA}^{r*}|$  e conseqüentemente, do aumento das perdas do sistema de acionamento.

Por último, foi avaliado o desempenho do sistema para uma situação de aplicação de

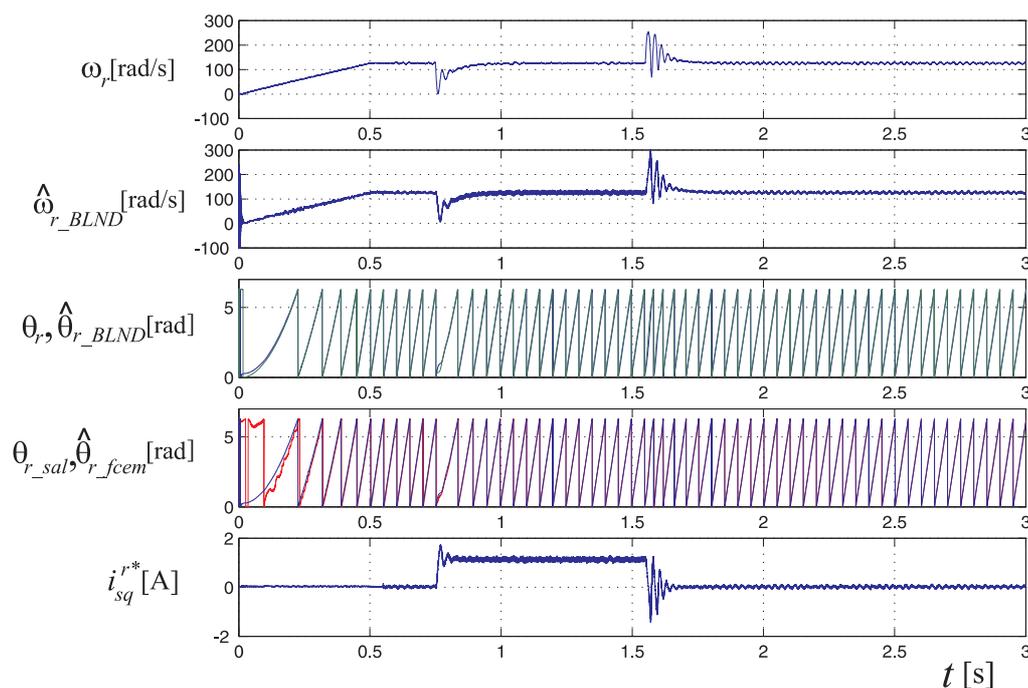


Figura 5.22: Controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade utilizando estimadores com largura de faixa fixa, aplicação de carga de 30% do torque nominal: velocidade medida ( $\omega_r$ ), velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{r\_BLND}$ ), posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_BLND}$ ), posições estimadas ( $\hat{\theta}_{r\_sal}$  e  $\hat{\theta}_{r\_fcem}$ ), corrente  $i_{sq}^{r*}$ .

um degrau de carga ao eixo do motor. Os resultados da operação são mostrados na Figura 5.22. A referência de velocidade corresponde a 125,66 rad/s (20 Hz). Os testes de simulação mostraram que o sistema não consegue funcionar corretamente quando o degrau de carga é superior a 30% do conjugado nominal do motor. Quando este resultado é comparado com o resultado obtido com o sistema operando com estimadores de posição com largura de faixa ajustáveis (vide Figura 5.13), verifica-se que este sistema apresenta uma menor capacidade de rejeição a perturbações. Este efeito pode ser visualizado na Figura 5.22 como o surgimento de oscilações na velocidade rotórica ( $\omega_r$ ) e na referência de corrente  $i_{sq}^{r*}$ .

**Fatores que influenciam o cálculo do conteúdo harmônico de  $i_{sq}^{r*}$** 

A região de transição entre as técnicas de estimação de posição é determinada de acordo com o valor do conteúdo CA presente na corrente de referência. Pode-se verificar que o cálculo do valor eficaz de  $i_{sq}^{r*}$  é afetado em algumas situações:

a. Transições na corrente fundamental quando ocorre variações em degrau da referência de velocidade ( $\omega_r^*$ );

b. Oscilações da corrente de alta frequência devido à injeção de sinal de alta frequência ( $v_{sdqh}^s$ ) - Este efeito pode ser verificado na Figura 5.12 na qual com a aplicação da tensão de alta frequência, ocorre um pico na corrente fundamental. Dessa maneira, este reflexo da aplicação da tensão  $v_{sdqh}^s$  contribui para o aumento do valor eficaz do conteúdo CA da corrente para aquela janela de amostras considerada.

## 5.4 Resultados experimentais

O sistema de controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade utilizando o estimador de posição rotórica da Figura 5.5 foi implementado em laboratório em um sistema de acionamento industrial de motores síncronos a ímãs permanentes. O sistema de acionamento é o mesmo descrito no Capítulo 4 <sup>1</sup>. Os parâmetros dos motores a ímãs permanentes utilizados nos ensaios estão na Tabela 4.3.

Os resultados experimentais foram obtidos para as seguintes condições de teste: (i) operação do sistema de controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade para a técnica de estimação baseada na fcem, (ii) levantamento do conteúdo CA da corrente  $i_{sq}^{r*}$  para a técnica de fcem.

### Controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade

Esta seção destaca a operação do controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade utilizando o estimador de posição baseado na estimação da fcem. Os resultados foram obtidos para duas condições de operação: referência de velocidade constante e variação da referência de velocidade. As grandezas estimadas pelo observador baseado na fcem ( $\hat{\omega}_{r\_fcem}$ ,  $\hat{\theta}_{r\_fcem}$ ) são utilizadas para fechar a malha de controle de velocidade. O diagrama de controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade está ilustrado na Figura 5.23.

A regulação da velocidade é realizada por um controlador PI, com largura de faixa igual a 10 Hz. A saída do controlador de velocidade define a referência de corrente de eixo  $q$ . A corrente  $i_{sq}^r$  é regulada por um controlador PI no referencial síncrono do rotor. A referência de corrente  $i_{sq}^{r*}$  é definida como zero com o objetivo de minimizar o torque de relutância desenvolvido pela máquina. Os controladores de corrente de eixos  $d$  e  $q$  têm largura de faixa iguais a 250 Hz. O período de amostragem das variáveis é  $140\mu s$ .

A estimação da fcem é realizada por um estimador de corrente estatórica. Os pólos do estimador de corrente foram sintonizados de modo que a largura de faixa vale 600 Hz. A largura de faixa do observador de posição rotórica foi ajustada para 37,4 Hz. Um transdutor de posição mecânica do tipo *resolver* acoplado ao eixo da máquina fornece a leitura da posição rotórica  $\theta_r$ , a qual é utilizada para comparação com a posição estimada ( $\hat{\theta}_{r\_fcem}$ ). A

---

<sup>1</sup>Outros detalhes acerca da plataforma experimental estão apresentados no Apêndice D, Seção D.1.

tensão de barramento CC é igual a 230 V. O inversor fonte de tensão tem um tempo-morto de  $2,5\mu\text{s}$ . Dessa forma, foi implementada a técnica de compensação escalar dos pulsos de comando das chaves. A frequência de chaveamento do inversor vale 7,14 kHz. As Figuras 5.24-5.26 mostram os resultados do controle de velocidade *sensorless* para 615 rpm ou 41 Hz de frequência fundamental.

Na Figura 5.24 são apresentadas as posições rotóricas medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_fcem}$ ), o erro de posição ( $\theta_r - \hat{\theta}_{r\_fcem}$ ) e a corrente da fase 1 ( $i_{s1}$ ). Os sinais de posição rotórica foram medidos em um osciloscópio (200 MHz). As curvas de posição excursionam na faixa de  $-10\text{ V}(-\pi \text{ rad})$  a  $10\text{ V}(\pi \text{ rad})$ . Observando a curva de erro, verifica-se que a posição rotórica estimada segue corretamente a posição rotórica verdadeira. Na Figura 5.25 é mostrado o instante no qual ocorre a substituição das grandezas medidas (posição e velocidade) pelas grandezas estimadas pelo observador. A variável *flag* indica o instante no qual o controle de velocidade em malha fechada funciona sem sensor de posição/velocidade. Na Figura 5.26 são mostradas as velocidades rotóricas mecânicas medida ( $\omega_{rm}$ ) e estimada ( $\hat{\omega}_{rm\_fcem}$ ) e, a corrente de fase 1 ( $i_{s1}$ ) para esta condição.

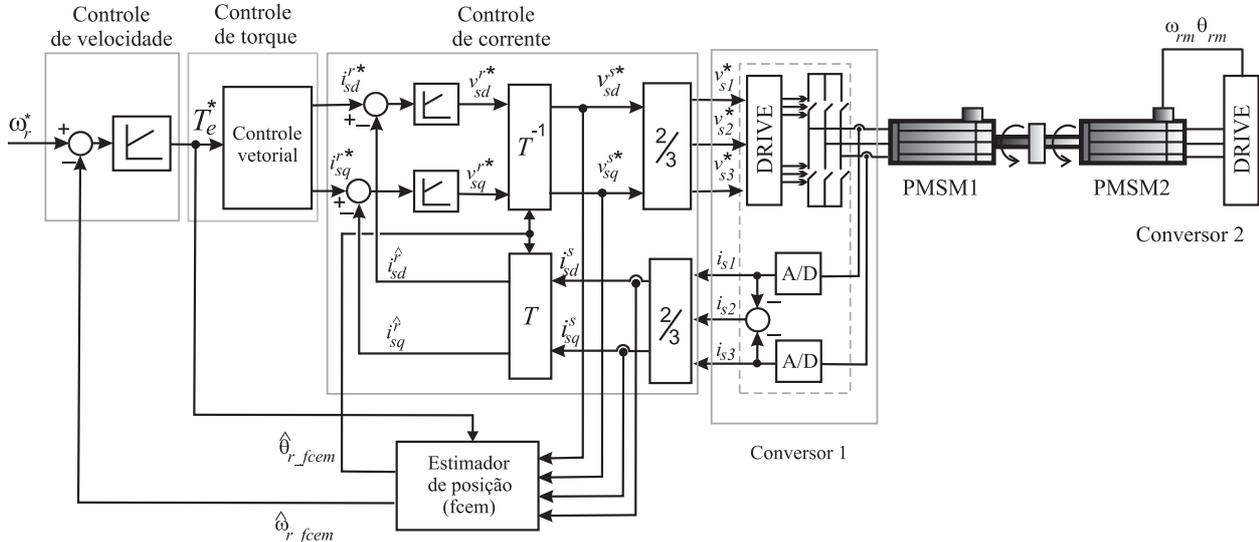


Figura 5.23: Diagrama de controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador de posição baseado na fcm.

Além disso, o desempenho do sistema de controle de velocidade utilizando as grandezas estimadas foi avaliado para uma referência em degrau. Para este caso, a referência de velocidade é variada de 600 rpm (40 Hz) para 900 rpm (60 Hz). A Figura 5.27 apresenta os resultados para esta condição, na qual é mostrada a evolução da velocidade rotórica

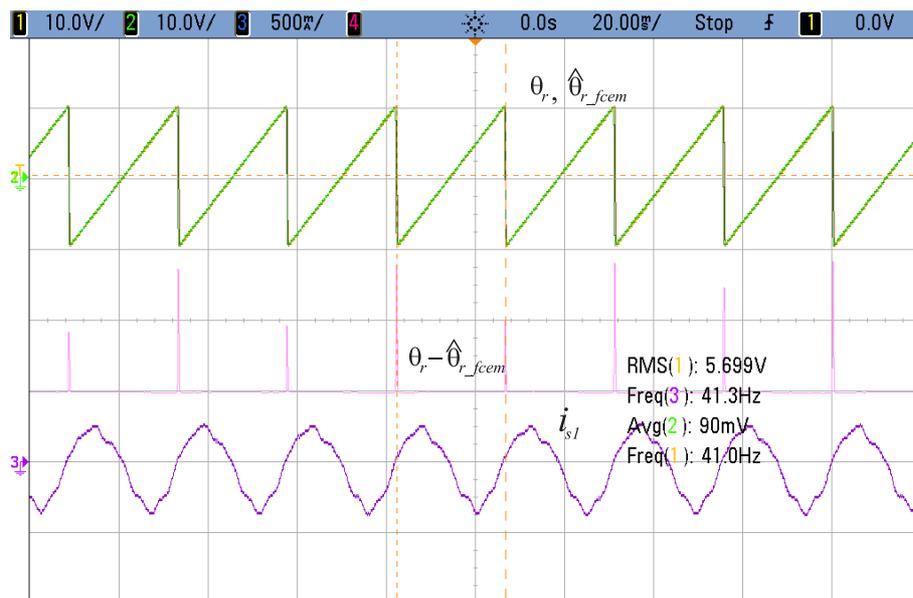


Figura 5.24: Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador baseado na fcm ( $\hat{\theta}_{r\_fcm}$ ) a velocidade constante de 615rpm (41Hz): posições medida ( $\theta_r$ ) e estimada ( $\hat{\theta}_{r\_fcm}$ ), erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_{r\_fcm}$ ), corrente  $i_{s1}$ .

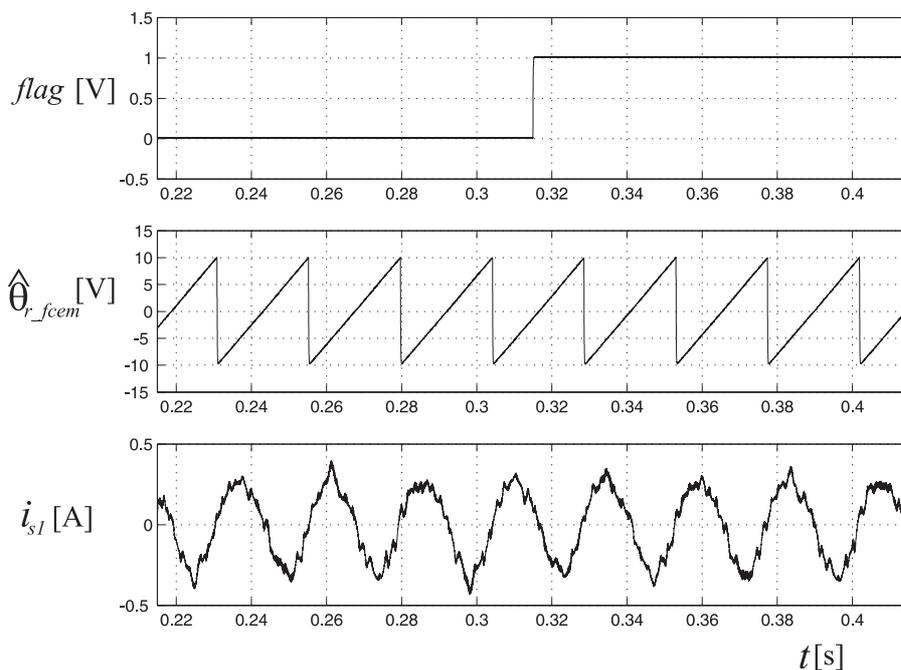


Figura 5.25: Controle de velocidade sem sensor de posição rotórica, indicação do uso das grandezas estimadas no sistema de controle :  $flag$ , posição rotórica estimada ( $\hat{\theta}_{r\_fcm}$ ), corrente  $i_{s1}$ .

medida ( $\omega_{rm}$ ), a velocidade rotórica estimada ( $\hat{\omega}_{rm\_fcm}$ ) e a corrente de fase ( $i_{s1}$ ). O regime permanente é atingido em um intervalo de tempo inferior a 300 ms. Na Figura 5.28 é apresentada a resposta do controle de velocidade sem sensor em regime permanente, são

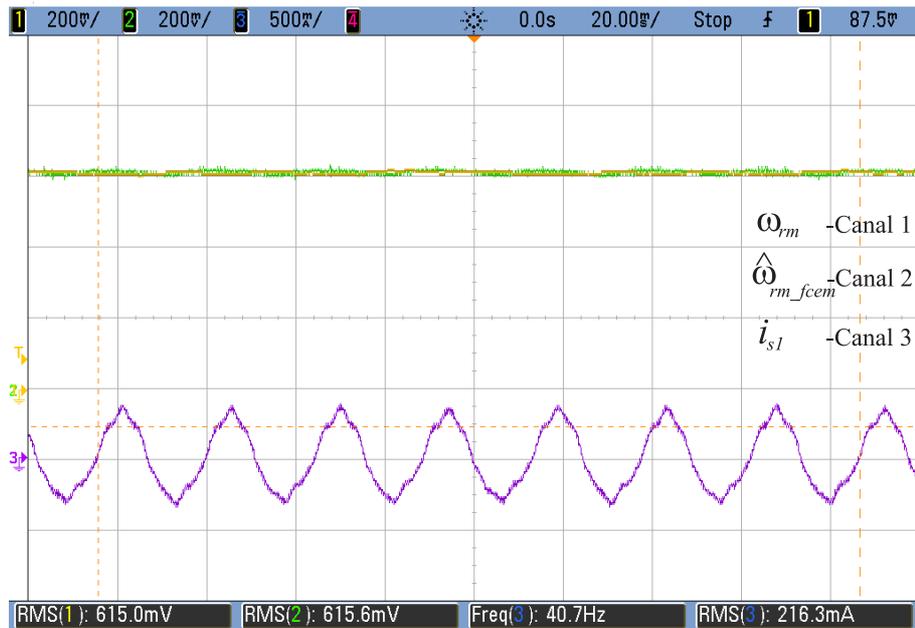


Figura 5.26: Controle de velocidade sem sensor de posição rotórica utilizando o estimador baseado na fcem a velocidade constante 615rpm (41Hz): velocidades rotóricas medida ( $\omega_{rm}$ ) e estimada ( $\hat{\omega}_{rm\_fcem}$ ), corrente  $i_{s1}$ .

mostradas as curvas de posição rotórica medida ( $\theta_r$ ), a posição rotórica estimada pelo método de estimação ( $\hat{\theta}_{r\_fcem}$ ), o erro ( $\theta_r - \hat{\theta}_{r\_fcem}$ ), e a corrente  $i_{s1}$ . As curvas de velocidade rotórica medida e estimada após a transição da referência ( $\omega_{rm}^*$ ) são apresentadas na Figura 5.29.

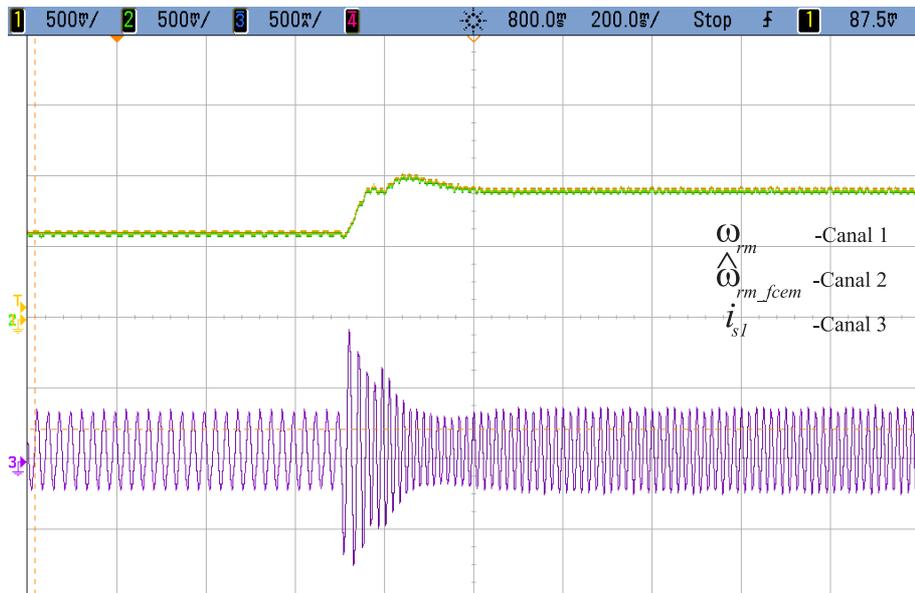


Figura 5.27: Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador baseado na fcem, variação em degrau da referência de velocidade: posição rotórica estimada  $\hat{\theta}_{r\_fcem}$ , velocidade rotórica mecânica  $\omega_{rm}$ , corrente  $i_{s1}$ .

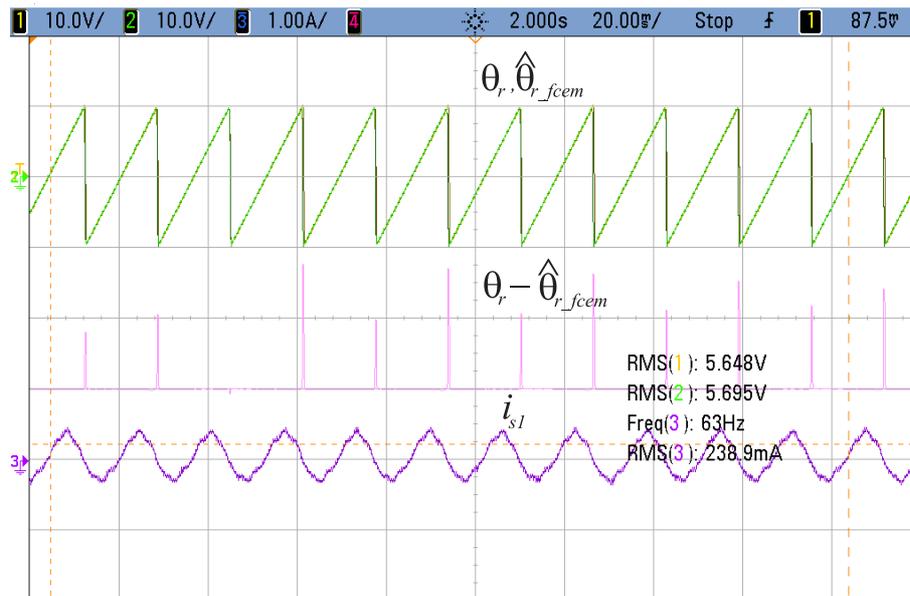


Figura 5.28: Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador baseado na fcm, referência de velocidade de 900 rpm (60 Hz): posição rotórica  $\theta_r$ , posição rotórica estimada  $\theta_{r\_fcem}$ , corrente  $i_{s1}$ .

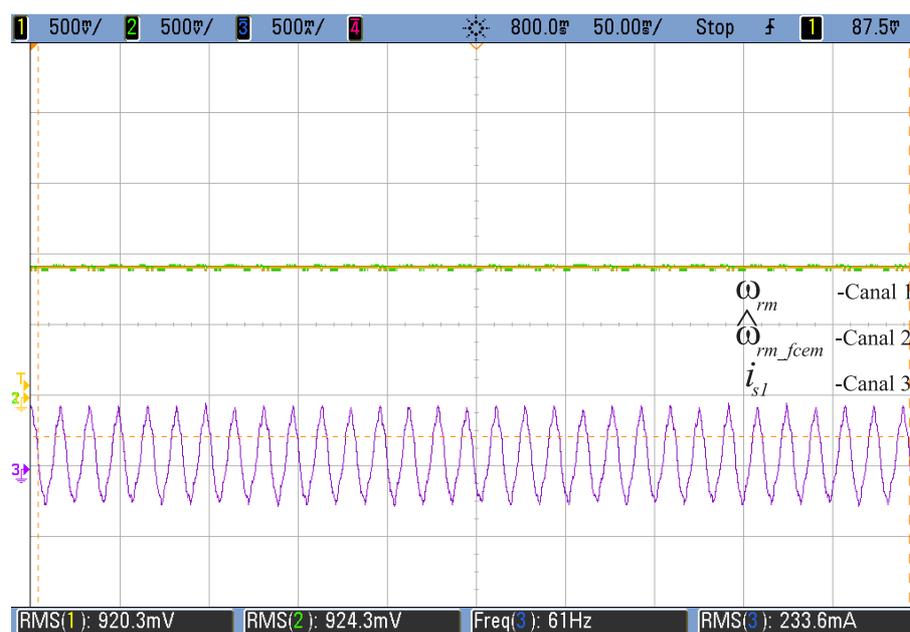


Figura 5.29: Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador baseado na fcm, referência de velocidade de 900 rpm (60 Hz): velocidade mecânica medida  $\omega_{rm}$ , velocidade rotórica estimada  $\omega_{rm\_fcem}$ , corrente  $i_{s1}$ .

### Levantamento do conteúdo harmônico de $i_{sq}^{r*}$ para o método de estimação baseado na fcm

Com o objetivo de verificar a influência da largura de faixa do observador de posi-

ção/velocidade baseado na fcm foi realizado o levantamento do conteúdo CA da corrente de referência para operação sem sensor de posição/velocidade para a operação de controle de velocidade. Na Figura 5.30 é apresentado o conteúdo harmônico de  $i_{sq}^{r*}$  em relação a corrente nominal  $I_N$  em função da velocidade de operação  $\omega_r$  variando a largura de faixa do observador de posição (LFO). A largura de faixa do observador de posição foi ajustada para três valores: 37,4 Hz (LFO<sub>1</sub>), 49 Hz (LFO<sub>2</sub>) e 55,26 Hz (LFO<sub>3</sub>). Para cada largura de faixa do observador, a velocidade de referência  $\omega_r^*$  é reduzida gradativamente de 600 rpm (40 Hz) até um valor no qual o controle de velocidade torna-se instável.

O conteúdo harmônico de  $i_{sq\_CA}^{r*}$  foi obtido de forma *offline* através do cálculo da FFT das amostras da corrente  $i_{sq}^{r*}$  no *software* MATLAB. A corrente  $i_{sq}^{r*}$  foi medida através do osciloscópio a taxa de amostragem de 10 kHz, sendo armazenados em arquivo 50.000 pontos para cada ponto de operação. Durante a realização dos testes, verificou-se que para um nível de conteúdo harmônico superior a 4% da corrente nominal ( $0,04I_N$ ), a operação do sistema torna-se instável levando a perda do controle de velocidade e a falha do sistema. Verifica-se que o perfil da evolução do conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq}^{r*}$  obtida experimentalmente é compatível com o resultado de simulação apresentado na Figura 5.6.

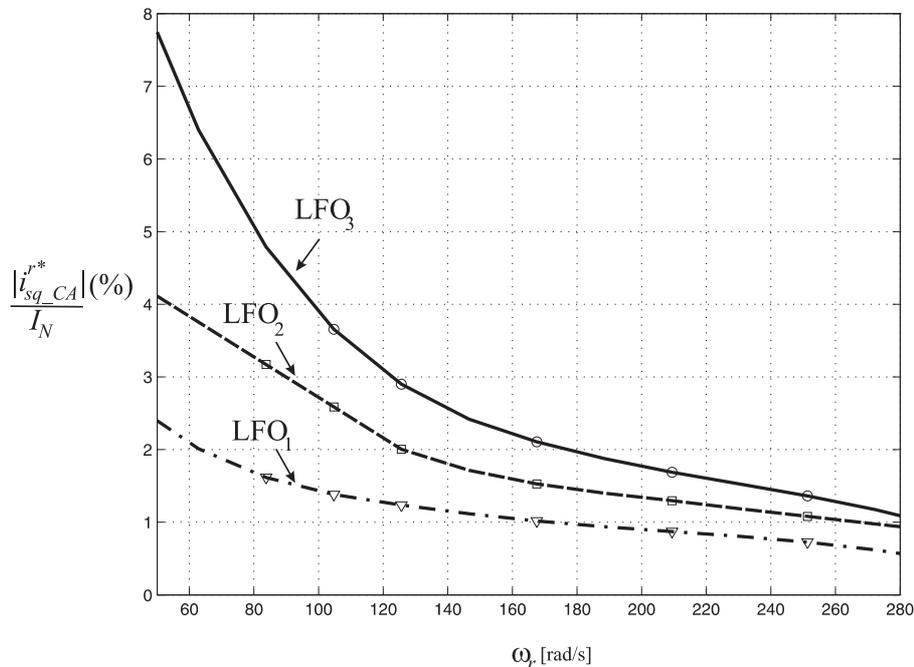


Figura 5.30: Conteúdo harmônico da corrente de referência ( $|i_{sq\_CA}^{r*}|/I_N$ ) em função da velocidade elétrica  $\omega_r$ , variando a largura de faixa do observador de posição (LFO). Controle de velocidade sem sensor de posição utilizando o estimador de posição rotórica baseado na fcm.

### Determinação da região de transição entre as técnicas de estimação

Esta seção tem como objetivo comentar os fatores que inviabilizaram a implementação da técnica de transição entre estimadores de posição rotórica na plataforma experimental montada no laboratório.

#### a. Fatores que afetam a técnica de estimação baseada no rastreamento das saliências magnéticas

Conforme apresentado nos Capítulos 3 e 4, o erro presente na resposta do estimador de posição baseado na saliência é provocado, primeiramente, pela distorção de tensão de alta frequência produzida pelo conversor de potência do sistema de acionamento. Esta distorção de tensão provoca o surgimento de um *offset* na componente de sequência negativa do vetor  $i_{sdqh}^s$ , conseqüentemente, a resposta do estimador apresenta ondulações e atraso em relação a posição rotórica medida ( $\theta_r$ ). Esta característica poderia caracterizar a presença de saliências induzidas por saturação. Entretanto, foi demonstrado que o motor de testes não tem seu circuito magnético saturado durante a operação, pois, a eventual saturação do circuito magnético da máquina produziria componentes adicionais de sequência negativa da corrente de alta frequência. Essas componentes estariam representadas por raias no espectro do vetor de corrente estatórica do motor ( $i_{sdq}^s$ ), o que não foi verificado durante com os testes realizados.

#### b. Fatores que afetam a técnica de estimação baseada na estimação da fcm

Considerando os resultados obtidos com a técnica de estimação de posição para alta velocidade, o erro existente entre a posição rotórica estimada ( $\hat{\theta}_{r\_fcm}$ ) e a posição rotórica medida ( $\theta_r$ ) deve-se ao erro inserido durante o processo de leitura da informação da posição produzida pelo sensor mecânico (*resolver*) no sistema de acionamento comercial utilizado na plataforma de testes.

O conversor 1, utilizado para acionar o motor de testes (PMSM1), realiza uma leitura de posição mecânica do rotor e posteriormente converte essa leitura para a posição elétrica do rotor. A priori, espera-se que esta conversão da posição mecânica ( $\theta_{rm}$ ) para posição elétrica ( $\theta_r$ ) seja o produto pelo número de pares de pólos ( $P$ ). Contudo, verifica-se que a rotina leitura da posição elétrica (rotina padrão de fábrica, que não deveria ser alterada pelo

usuário) utiliza além do produto por  $P$ , um defasamento angular.<sup>2</sup>

Para exemplificar essa condição, a Figura 5.31 mostra os sinais de posição mecânica rotórica e de posição elétrica rotórica para uma velocidade de operação de 250 rpm (16,67 Hz). Os sinais variam de  $-\pi$  rad ( $-10$  V) a  $\pi$  rad ( $10$  V). Verifica-se que o defasamento entre os sinais equivale a 15 graus elétricos.

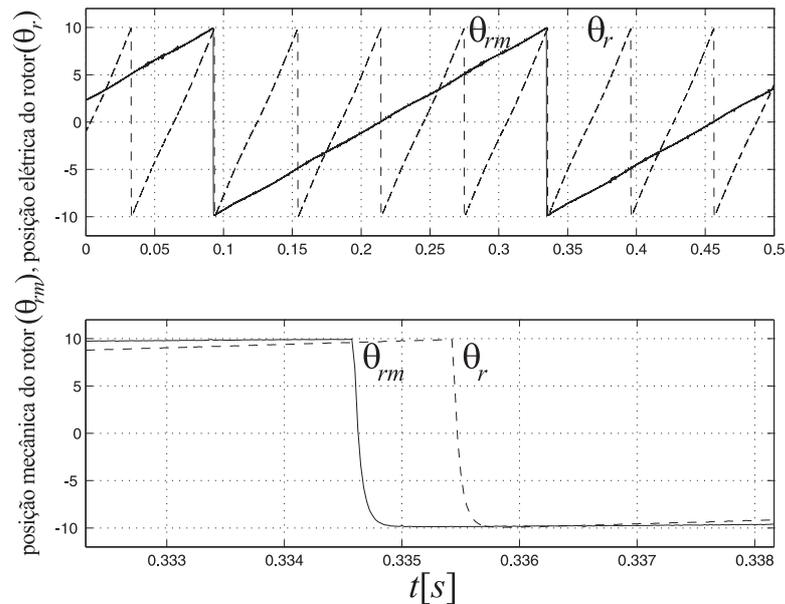


Figura 5.31: Comparação entre a posição mecânica do rotor ( $\theta_{rm}$ ) e a posição elétrica do rotor ( $\theta_r$ ) a velocidade constante de 250 rpm (16,67 Hz).

Uma outra forma de verificar essa diferença é medir a fcm gerada de fase e compará-la com o sinal de posição elétrico gerado. No ensaio, o motor PMSM1 é acionado como gerador a velocidade de 300 rpm (20 Hz) através da máquina auxiliar PMSM2. A posição elétrica e as tensões de linha geradas são medidas com o osciloscópio, em seguida, as fcems de fase são calculadas. A Figura 5.32 exibe a fcm gerada na fase 1 ( $e_{s1}$ ) e a posição elétrica ( $\theta_r$ ), na qual constata-se uma diferença entre o cruzamento por zero das duas formas de onda, indicada pelo símbolo  $\delta$ . O defasamento angular entre os sinais vale 15 graus elétricos. A comparação entre a fcm gerada pela fase 1 e a posição elétrica foi repetida para outras velocidades e foi observado que o defasamento angular ( $\delta$ ) entre os sinais permanece constante.

Quando as rotinas de estimação de posição foram implementadas no conversor Weg SCA05, esperava-se que não existisse erro no cálculo da posição elétrica. Dessa forma, um verificação detalhada dos códigos que compõem a rotina de controle implementada no DSP

<sup>2</sup>A descrição detalhada da plataforma experimental encontra-se no Apêndice D.

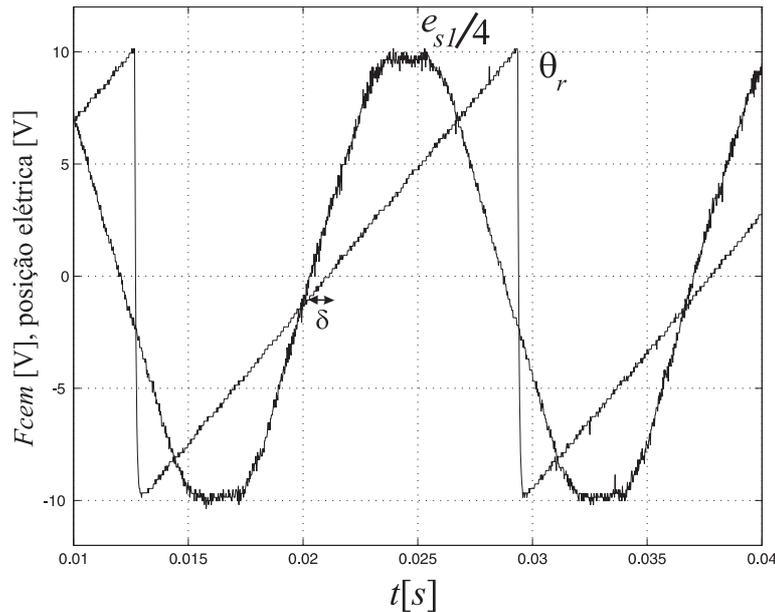


Figura 5.32: Comparação entre a posição elétrica do rotor ( $\theta_r$ ) fcm da fase 1 ( $e_{s1}/4$ ) a velocidade de 300 rpm (20 Hz).

do conversor permitiu detectar o defasamento existente no cálculo da posição elétrica ( $\theta_r$ ). Consequentemente, a diferença entre posição mecânica ( $\theta_{rm}$ ) e a posição elétrica calculada ( $\theta_r$ ) resulta em um erro que estará presente nos resultados de estimação de posição. Esta diferença angular entre a posição rotórica mecânica ( $\theta_{rm}$ ) e a posição rotórica elétrica ( $\theta_r$ ) foi minimizada pelo ajuste do *offset* correspondente na rotina de leitura do conversor. Esta diferença angular foi compensada na rotina de controle.

Em razão dos motivos expostos, estes fatores restringiram a condição para se obter resultados experimentais referente a metodologia de transição entre as técnicas de estimação de posição, especialmente, o desempenho do estimador de posição baseado no rastreamento de saliências magnéticas foi comprometido. Esses problemas dificultaram a conclusão dos testes referentes ao procedimento de determinação da região de transição proposto. Portanto, é importante destacar que os erros de estimação de posição verificados nos resultados experimentais afetam a implementação de um controlador de velocidade sem sensor de posição para toda faixa de velocidade utilizando o sistema de acionamento comercial disponível no laboratório. Os erros verificados são provocados por limitações/restrições inerentes ao sistema de acionamento adotado para as experiências e não são produzidos pela sintonia dos algoritmos de estimação ou estão associadas a saliências adicionais induzidas por saturação da máquina durante a operação.

## 5.5 Conclusões

As propostas existentes na literatura para estimadores de posição usados em toda faixa de velocidade são resultados da combinação ou integração das duas principais categorias de técnicas de estimação de posição: estimação baseada nas saliências magnéticas e estimação baseada na força contra-eletromotriz (fcem). Cada técnica apresenta melhor desempenho para uma região de velocidade específica: baixa ou alta velocidade. Esses métodos apresentam uma região comum de operação, denominada região de transição. Todavia, verifica-se uma ausência de investigação na literatura acerca da avaliação da região de transição entre as técnicas de estimação.

Este capítulo apresentou um procedimento para determinação da região de transição entre as categorias de estimadores. A operação de uma técnica de estimação em uma região além da qual está destinada, provoca a degradação da qualidade da velocidade estimada pelo método e, conseqüentemente, produz uma corrente de referência  $i_{sq}^{r*}$  do sistema de controle com uma relação sinal-ruído reduzida. A técnica proposta é baseada cálculo do conteúdo harmônico da corrente de referência  $i_{sq}^{r*}$  em função da velocidade de operação ( $\omega_r$ ) para cada tipo de técnica de estimação, em função das larguras de faixa dos estimadores. Com a definição do valor máximo admissível para o conteúdo harmônico de  $i_{sq}^{r*}$  é possível se estabelecer uma região de transição entre as técnicas. Conseqüentemente, são definidas as larguras de faixa dos estimadores de posição em função da velocidade de modo que este critério seja atendido. A região de transição entre as técnicas de estimação é encontrada de forma *offline*. A faixa de velocidade na qual as duas técnicas de estimação podem ser utilizadas segundo o critério adotado é de 5% a 7,5% da velocidade nominal do motor.

O estudo foi aplicado a um sistema de controle de velocidade de um motor síncrono a ímãs permanentes, sem sensor de posição rotórica. O estimador de posição/velocidade é composto por um observador de posição baseado em saliências magnéticas (injeção de portadora girante) e um observador de posição baseado na estimação da fcem. Resultados do estudo por simulação foram mostrados para a operação sem sensor de posição/velocidade em uma ampla faixa de velocidade e situações que incluem reversão de velocidade e aplicação de carga. As saídas dos estimadores foram ponderadas e a mudança entre uma técnica e outra foi realizada de modo linear com a velocidade. O critério de transição entre os dois

tipos de estimadores de posição foi atendido para as situações avaliadas. Além disso, foram apresentadas outros fatores importantes referentes a integração das técnicas de estimação: (i) armazenamento de variáveis, (ii) habilitação/deshabilitação da técnica de injeção de sinal, (iii) histerese e (iv) formas de ponderação/combinção das respostas pelos estimadores.

Os algoritmos de controle de velocidade e de estimação de posição rotórica foram implementados em laboratório em um sistema de acionamento comercial para motores síncronos a ímãs permanentes. Os resultados experimentais foram obtidos para o controle de velocidade sem sensor de posição/velocidade utilizando a técnica de estimação da fcem.

Foi constatado que as respostas dos estimadores de posição (saliência magnética e fcem) apresentam erros em relação a posição rotórica medida. As causas para o erro nas respostas dos estimadores foram identificadas. Em relação ao estimador de posição baseado no rastreamento das saliências magnéticas, a resposta produzida apresenta imperfeições (atrasos e ondulações) provocadas pela distorção da tensão de alta frequência. Esta distorção produz um deslocamento (*offset*) na componente de sequência negativa que contém a informação da saliência, por conseguinte, a resposta apresentada pela técnica de estimação apresenta os erros verificados.

Com relação ao estimador de posição baseado na estimação da fcem, o erro existente entre a posição rotórica elétrica e a posição estimada, é causado pela diferença angular entre a posição mecânica medida e a posição elétrica medida, calculada pela rotina de leitura do processador. Apesar dessa diferença ter sido compensada no programa, existirá uma diferença angular mínima entre a fcem estimada e a posição rotórica medida usada como referência.

É importante destacar que esses erros limitaram o desempenho dos algoritmos de estimação de posição implementados, particularmente, afetaram a resposta do estimador de posição baseado nas saliências magnéticas. Este fato inviabilizou os testes relativos ao controle de velocidade *sensorless* em baixa velocidade e também, o levantamento do conteúdo harmônico da corrente  $i_{sq}^{r*}$  nesse modo de operação, necessário para se concluir os testes do procedimento de determinação da região de transição entre as duas técnicas de estimação de posição estudadas. A priori, o procedimento para determinação da região de transição não exigiria modificação física (*hardware*) de um sistema de acionamento padrão, apenas a mo-

dificação em *software*. Todavia, as restrições encontradas na plataforma de testes deveriam ser corrigidas, no entanto, por ser tratar de um sistema de acionamento industrial, a possibilidade de modificação física do sistema, como por exemplo, substituição de um conversor A/D com maior número de bits ou mudança do fundo de escala do sistema de medição de corrente, não pode ser realizada.

# 6

## Conclusões

Este trabalho apresentou um estudo acerca das estratégias de estimação de posição aplicadas em acionamentos de máquinas síncronas a ímã permanente. Inicialmente, foi realizado o levantamento do estado-da-arte sobre o tema. Conforme levantamento bibliográfico, as estratégias de estimação de posição rotórica podem ser divididas em dois grupos principais: técnicas baseadas na estimação da força contra-eletromotriz e técnicas baseadas nas saliências magnéticas.

As técnicas de estimação baseadas na  $f_{cem}$  apresentam bom desempenho em médias e altas velocidades. Entretanto, de forma geral, essas técnicas apresentam algumas desvantagens como: dependência paramétrica, desempenho dependente da velocidade e, o sistema de controle torna-se instável quando a velocidade diminui ou tende a zero.

As técnicas baseadas no rastreamento das saliências magnéticas dependem da existência de uma saliência espacial no rotor da máquina, como também exigem a aplicação de uma excitação extra, sobreposta a excitação fundamental. A aplicação de uma excitação extra a excitação fundamental provoca a limitação da saída dos controladores de corrente e perdas adicionais no conversor de potência. Além disso, as técnicas de estimação baseadas nas saliências magnéticas apresentam um erro em sua resposta em condições de acionamento a partir do repouso. Esse erro corresponde a uma diferença de  $\pm 180$  graus da posição estimada em relação a posição real do eixo. Esta condição pode ser crítica em aplicações de controle de torque. Dessa forma, a utilização de sinais de teste que provoquem a saturação

do circuito magnético da máquina tem se mostrado uma técnica promissora para contornar essa limitação.

Além disso, diversas propostas são encontradas na literatura de como realizar a integração entre esses dois tipos de técnicas. Entretanto, verifica-se que não existe um estudo específico sobre a frequência máxima de aplicação de técnicas baseadas no rastreamento de saliências magnéticas. Além disso, pode-se constatar uma ausência de como a faixa de transição entre as técnicas de estimação pode ser identificada para um tipo de máquina a ímãs permanentes e sistema de acionamento típicos.

No capítulo 3, foi apresentado um estudo comparativo das estratégias de estimação de posição em baixa velocidade explorando o rastreamento das saliências magnéticas da máquina a ímãs permanentes. Foram estudadas as técnicas baseadas na injeção de tensão de alta frequência nas suas duas principais formas: portadora girante (referencial estacionário) e portadora pulsante (referencial síncrono). Neste estudo, foram abordados alguns parâmetros: desempenho da estimação em condições de controle de velocidade ou posição, influência às não-linearidades do inversor, oscilações de conjugado produzidas e características de rejeição a perturbação. Além disso, foi investigado o impacto na estimação de posição baseada na técnica de portadora girante considerando algumas limitações/imperfeições tais como: (i) uso de conversores A/D, (ii) escalonamento do fundo de escala dos canais de medição de corrente e (iii) eventual distorção da tensão de alta frequência gerada pelo conversor.

No capítulo 4, foi apresentado um estudo sobre os fatores que influenciam o desempenho de estimadores de posição baseados nas saliências magnéticas, utilizando a injeção de portadora girante. O estudo mostrou que a qualidade dos sinais de posição é afetada pelos harmônicos de modulação do conversor. Além disso, com o aumento da velocidade de operação, ocorre uma degradação dos sinais de posição devido a perda de informação contida na envoltória das correntes de alta frequência, que por sua vez, contém a informação da posição rotórica. O conteúdo harmônico da velocidade rotórica estimada para esta condição de aumento da velocidade foi avaliado, indicando um crescimento das oscilações com o aumento da velocidade. O aumento do conteúdo CA da velocidade estimada é refletido no aumento do conteúdo harmônico da corrente de referência do sistema. Por sua vez, é importante estabelecer um valor máximo para o conteúdo CA da corrente de referência. A técnica assume como parâmetro de desempenho o conteúdo harmônico da corrente de re-

ferência ( $i_{sq\_CA}^{r*}$ ). Dessa forma, a largura de faixa do estimador de posição é definida em função da velocidade rotórica. A análise realizada revela que com o aumento de velocidade deve-se reduzir a largura de faixa do observador para que o critério seja atendido. Todavia, uma redução da largura de faixa significa uma redução da rigidez dinâmica do sistema de acionamento sem sensor de posição. Logo, a velocidade máxima atingida pelo método de estimação deve considerar a relação de compromisso entre valor máximo das oscilações na corrente e a rigidez dinâmica do sistema. Resultados de simulação são apresentados para um sistema de controle de velocidade sem sensor de posição. A técnica de injeção de portadora girante foi implementada na plataforma experimental disponível no laboratório. Conforme apresentado, o erro presente na resposta do estimador de posição foi provocado por imperfeições na geração da tensão de alta frequência. Esta distorção na tensão aplicada causa um nível CC nas componentes de sequência negativa da corrente de alta frequência. Assim, a resposta do estimador de posição apresenta ondulações e atrasos em relação a posição medida.

O acionamento de um motor síncrono a ímãs permanentes sem sensor de velocidade e ou posição para uma ampla faixa de velocidade exige a combinação ou integração de técnicas de estimação de posição rotórica baseadas em princípios ou modelos distintos: uma técnica baseada na injeção de um sinal de alta frequência e uma técnica baseada na estimação de fcm. Para realizar a integração entre essas duas categorias de técnicas de estimação de posição, é importante se determinar a região de transição entre as mesmas. No capítulo 5, foi proposto um procedimento para avaliar a região de transição entre técnicas de estimação de posição utilizando como critério o valor eficaz do conteúdo harmônico da corrente de referência do sistema. A região de transição é determinada a partir da análise conjunta dos perfis de conteúdo harmônico da corrente de referência ( $i_{sq\_CA}^{r*}$ ) para cada técnica de estimação em função da largura de faixa dos estimadores, em função da velocidade de operação ( $\omega_r$ ). Determinando-se o valor máximo admissível para  $i_{sq\_CA}^{r*}$ , foram obtidas as sintonias dos observadores de posição em função da velocidade de operação ( $\omega_r$ ). Além disso, foram discutidos outros requisitos de implementação para a combinação das respostas dos estimadores, tais como: inicialização de variáveis, histerese entre as técnicas, formas de ponderação entre as respostas. Resultados de simulação são mostrados destacando a combinação dos dois tipos de técnicas em um sistema controle de velocidade sem sensor de posição em toda faixa

de velocidade. Os métodos de estimação estudados foram implementados em laboratório. Todavia, devido as limitações apresentadas pelo conversor comercial utilizado, os resultados experimentais foram restritos o comportamento do sistema de acionamento utilizando a estimação baseada na  $f_{cem}$ . As restrições apresentadas pela plataforma experimental afetaram o desempenho do estimador de posição baseado no rastreamento da saliência magnética e conseqüentemente o controle de velocidade sem sensor em baixa velocidade. Dessa maneira, os testes necessários para o procedimento proposto para a determinação da região de transição entre as técnicas não foram realizados, sendo implementados parte dos ensaios relativos a técnica de estimação da  $f_{cem}$ .

## 6.1 Sugestões para trabalhos futuros

Como sugestões para trabalhos futuros no tema tem-se:

- Continuar os estudos referentes a estimação de posição rotórica visando a minimização dos erros apresentados com a plataforma experimental.
- Integração de um algoritmo para estimação de posição inicial do rotor da máquina aos estimadores de posição rotórica estudados, visando elaborar um estimador de posição rotórica do repouso a velocidade nominal.
- Avaliar a possibilidade de padronização da metodologia proposta para a determinação da região de transição para motores síncronos a ímãs permanentes para diferentes potências.
- Estudo do comportamento magnético do motor a ímãs permanentes utilizando um programa de cálculo de campo quando excitado com o sinal de alta frequência.
- Estudo da eficiência do sistema de acionamento com a aplicação do sinal de alta frequência, relacionando as perdas associadas ao ímã permanente e as perdas produzidas pelo conversor de potência nessas condições.

# Referências Bibliográficas

- Aihara, T.; Toba, A.; Yanase, T.; Mashimo, A. e Endo, K. (1999) Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **14**(1):202–208.
- Akagi, H.; Watanabe, E. H. e Aredes, M. (2007) *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, John Wiley and Sons.
- Andreescu, G.-D.; Pitic, C. I.; Blaabjerg, F. e Boldea, I. (2008) Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of ipmsm drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **23**(2):393–401.
- Becerra, R. C.; Jahns, T. M. e Ehsani, M. (1991) Four quadrant sensorless brushless ecm drive, *IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition - APEC 1991*, pp. 202–209.
- Bianchi, N. e Bolognani, S. (2007) Influence of rotor geometry of an interior pm motor on sensorless control feasibility, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **43**(1):87–96.
- Bianchi, N. e Bolognani, S. (2009) Sensorless-oriented design of pm motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **45**(4).
- Bianchi, N.; Bolognani, S.; Jang, J.-H. e Sul, S.-K. (2007) Comparison of pm motor structures and sensorless control techniques for zero-speed rotor position detection, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **22**(6):2466–2475.
- Bianchi, N.; Bolognani, S.; Jang, J.-H. e Sul, S.-K. (2008) Advantages of inset pm machines for zero-speed sensorless position detection, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **44**(4):1190–1198.
- Binns, K. J.; Shimmin, D. W. e Al-Aubidy, K. M. (1991) Implicit rotor-position sensing using motor windings for a self-commutating permanent-magnet drive system, *Electric*

- Power Applications, IEE Proceedings-B, **138**(1):28–34.
- Blaschke, F.; der Burgt, J. V. e Vandenput, A. (1996) Sensorless direct field orientation at zero flux frequency, Conf. Rec. of the 31st IAS Annual Meeting - IAS 1996, **1**:189–196.
- Bolognani, S.; Oboe, R. e Zigliotto, M. (1999) Sensorless full-digital pmsm drive with ekf estimation of speed and rotor position, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **46**(1):184–191.
- Bose, B. K. (1997) Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Applications, IEEE Press, New York - E.U.A.
- Briz, F.; Diez, A. e Degner, M. W. (2000) Dynamic operation of carrier signal injection based sensorless, direct field oriented ac drives, IEEE Transactions on Industrial Applications, **36**(5):1360–1368.
- Briz, F.; Degner, M. W.; Diez, A. e Lorenz, R. D. (2001) Measuring, modeling and decoupling of saturation-induced saliencies in carrier signal injection-based sensorless ac drives, IEEE Transactions on Industry Applications, **37**(5):1356–1364.
- Briz, F.; Degner, M. W.; Garcia, P.; Lorenz, R. D. e Guerrero, J. M. (2005) Rotor position estimation of ac machines using the zero-sequence carrier-signal voltage, IEEE Transactions on Industry Applications, **41**(6):1637–1646.
- Capecchi, E.; Guglielmi, P. e Vagati, A. (2001) Position-sensorless control of the transverse-laminated synchronous reluctance motor, IEEE Transactions on Industry Applications, **37**(6):1768–1776.
- Capponi, F. G.; de Donato, G.; del Ferraro, L.; Honorati, O.; Harke, M. C. e Lorenz, R. D. (2006) Ac brushless drive with low-resolution hall-effect sensors for surface-mounted pm machines, IEEE Transactions on Industry Applications, **42**(2):526–535.
- Caruana, C.; Asher, G. M. e Sumner, M. (2006) Performance of hf signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction machines under sensorless conditions, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **53**(1):225–238.
- Chau, K. T.; Chan, C. C. e Liu, C. (2008) Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **55**(6):2246–2257.

- Chi, S.; Zhang, Z. e Xu, L. (2009) Sliding-mode sensorless control of direct-drive pm synchronous motors for washing machine applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **45**(2):582–590.
- Choi, C. e Seok, J. (2007) Compensation of zero-current clamping effects in high-frequency-signal-injection-based sensorless pm motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **43**(5):1258–1265.
- Cilia, J.; Asher, G. M.; Bradley, K. J. e Sumner, M. (1997) Sensorless position detection for vector-controlled induction motor drives using an asymmetric outer-section cage, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **33**(5):1162–1169.
- Consoli, A.; Scarcella, G. e Testa, A. (1999) Sensorless control of pm synchronous motors at zero speed, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE 1999*, **2**:1033–1040.
- Consoli, A.; Scarcella, G. e Testa, A. (2001) Industry application of zero-speed sensorless control techniques for pm synchronous motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **37**(2):513–521.
- Corley, M. J. e Lorenz, R. D. (1998) Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speed, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **34**(4):784–789.
- Díaz-Reigosa, D.; García, P.; Raca, D.; Briz, F. e Lorenz, R. D. (2008) Measurement and adaptative decoupling of cross-saturation effects and secondary saliencies in sensorless-controlled ipm synchronous machines, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **44**(6):1758–1767.
- Degner, M. W. e Lorenz, R. D. (1998) Using multiple saliencies for the estimation of flux, position and velocity in ac machines, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **34**(5):1097–1104.
- Degner, M. W. e Lorenz, R. D. (2000) Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonics and carrier-frequency signal injection, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **36**(3):736–742.
- Fernandes, E. M. (2006) Estimacão de posico e velocidade de uma máquina síncrona a m permanente, 2006 Dissertao (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal

de Campina Grande, Campina Grande, PB, Brasil.

- Fernandes, E. M.; Oliveira, A. C.; Jacobina, C. B. e Lima, A. M. N. (2010) Comparison of hf signal injection methods for sensorless control synchronous motors, IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition - APEC 2010, pp. 1984–1989.
- Ferreira, O. C. e Kennel, R. (2006) Encoderless control of industrial servo drives, Proc. of the 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2006, pp. 1962–1967.
- Foo, G.; Sayeef, S. e Rahman, M. F. (2010) Low-speed and standstill operation of a sensorless direct torque and flux controlled ipm synchronous motor drive, IEEE Transactions on Energy Conversion, **25**(1):25–33.
- Foo, G. H. B. e Rahman, M. F. (2010) Direct torque control of an ipm-synchronous motor drive at very low speed using a sliding-mode stator flux observer, IEEE Transactions on Power Electronics, **25**(4):933–942.
- Frenzke, T. e Piepenbrier, B. (2004) Position-sensorless control of direct drive permanent magnet synchronous motors for railway traction, IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC 2004, **2**:1372–1377.
- García, P.; Briz, F.; Degner, M. W. e Díaz-Reigosa, D. (2007) Accuracy, bandwidth, and stability limits of carrier-signal-injection-based sensorless control methods, IEEE Transactions on Industry Applications, **43**(4):990–999.
- Gieras, J. K. e Wing, M. (1997) Permanent Magnet Motor Technology, IEEE Press, New York - E.U.A.
- Guchuan, Z.; Kaddouri, A.; Dessaint, L. A. e Akhrif, O. (2001) A nonlinear state observer for the sensorless control of a permanent-magnet ac machine, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **48**(6):1098–1108.
- Guerrero, J. M.; Leetmaa, M.; Briz, F.; Zamarron, A. e Lorenz, R. D. (2005) Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-based sensorless control methods, IEEE Transactions on Industry Applications, **41**(2):618–626.
- Ha, J.-I.; Kang, S.-J. e Sul, S.-K. (1999) Position-controlled synchronous reluctance motor without rotational transducer, IEEE Transactions on Industry Applications, **35**(6):1393–1398.

- Ha, J. I.; Ohto, M.; Jang, J.-H. e Sul, S.-K. (2002) Design and selection of ac machines for saliency-based sensorless control, Conf. Rec. of the 37th IEEE IAS Annual Meeting - IAS 2002, **2**:1155–1152.
- Hamada, D.; Uchida, K.; Yusivar, F.; Haratsu, H.; Wakao, S. e Onuki, T. (1999) Stability analysis of sensorless permanent magnet synchronous motor drive with a reduced order observer, IEEE International Electric Machines and Drives Conference -IEMDC 1999, pp. 95–97.
- Harke, M. C.; Ribeiro, L. A. e Lorenz, R. D. (2007) Disturbance rejection limitations of back-emf based sensorless pm drives, European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, pp. 1–10.
- Hejny, R. W. e Lorenz, R. D. (2009) Evaluating the practical low speed limits for back-emf tracking-based sensorless speed control using drive stiffness as a key metric, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009, **4**:2481–2488.
- Holtz, J. (2008) Acquisition of position error and magnet polarity for sensorless control of pm synchronous machines, IEEE Transactions on Industry Applications, **44**(4):1172–1180.
- Ichikawa, S.; Zhiqian, C.; Tomita, M.; Doki, S. e Okuma, S. (2001) Sensorless control of an interior permanent magnet synchronous motor on the rotating coordinate using an extended electromotive force, Proc. of the IEEE Industrial Electronics Conference - IECON 2001, **3**(29):1667–1672.
- Iizuka, K.; Uzuhashi, H.; Kano, M.; Endo, T. e Mohri, K. (1985) Microcomputer control for sensorless brushless motor, IEEE Transactions on Industry Applications, **IA-21**(3):595–601.
- Jang, J.-H.; Son, Y.-C. e Sul, S.-K. (2003a) Current measurement issues in sensorless control algorithm using high frequency signal injection method, Conf. Rec. of the 38th IEEE IAS Annual Meeting- IAS 2003, **2**:1134–1141.
- Jang, J.-H.; Sul, S.-K.; Ha, J.-I.; Ide, K. e Sawamura, M. (2003b) Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency, IEEE Transactions on Industry Applications., **39**(4):1031–1039.
- Jang, J.-H.; Ha, J.-I.; Ohto, M.; Ide, K. e Sul, S.-K. (2004) Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection, IEEE Transacti-

- ons on Industry Applications, **40**(6):1595–1604.
- Jansen, P. L. (1993) The integration of state estimation, control, and design for induction machines, 1993 Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica), Universidade de Wisconsin-Madison, Madison, E.U.A.
- Jansen, P. L. e Lorenz, R. D. (1995) Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines, *IEEE Transactions on Industry Applications.*, **31**(2):240–247.
- Kayikci, E.; Harke, M. C. e Lorenz, R. D. (2004) Load invariant sensorless control of a srm drive using high frequency signal injection, *Conf. Rec. of the IEEE 39th IAS Annual Meeting, IAS 2004*, **3**:1632–1637.
- Khalil, A.; Underwood, S.; Husain, I.; Klode, H.; Lequesne, B.; Gopalakrishnan, S. e Ome-kanda, A. M. (2007) Four-quadrant pulse injection and sliding-mode-observer-based sensorless operation of a switched reluctance machine over entire speed range including zero speed, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **43**(3):714–723.
- Kim, H. (2004) On-line parameter estimation, current regulation, and self-sensing for IPM synchronous machine drives, 2004 Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica), Universidade de Wisconsin-Madison, Madison - E.U.A.
- Kim, H. e Lorenz, R. D. (2004) Carrier signal injection based sensorless control methods for ipm synchronous machine drives, *Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting - IAS 2004*, **2**:977–984.
- Kim, H.; Harke, M. C. e Lorenz, R. (2003a) Sensorless control of interior permanent-magnet machine drive with zero-phase lag position estimation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **39**(6):784–789.
- Kim, H.; Harke, M. C. e Lorenz, R. D. (2003b) Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **39**(6):784–789.
- Kim, H.; Yi, S.; Kim, N. e Lorenz, R. D. (2005) Using low resolution position sensors in bumpless position/speed estimation methods for low cost pmsm drives, *Conf. Rec. of the 40th IEEE IAS Annual Meeting - IAS 2005*, **4**:2518–2525.

- Kim, K.-H. (2003) Design and performance comparison of a stationary frame digital current control for a pm synchronous motor, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, **150**(3):357–364.
- Kondo, S.; Takahashi, A. e Nishida, T. (1995) Armature current locus based estimation method of rotor position of permanent magnet synchronous motor without mechanical sensor, *Conf. Rec. of the 30th IEEE IAS Annual Meeting, IAS 1995*, **1**:55–60.
- Kulkarni, A. B. e Ehsani, M. (1992) A novel position sensor elimination technique for the interior permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **28**(1):144–150.
- Kwon, Y.-S.; Choi, C. H. e Seok, J. K. (2007) Minimization of rotor position detection error due to zero-current-clamping effect in pulsating carrier-signal injection-based sensorless drives, *IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition - APEC 2007*, pp. 838–844.
- Leidhold, R. e Mutschler, P. (2008a) Injection of a carrier with higher than the pwm frequency for sensorless position detection in pm synchronous motors, *Proc. of the 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008*, pp. 1353–1358.
- Leidhold, R. e Mutschler, P. (2008b) Interaction between the current controller and the injection of alternating carriers in sensorless drives, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion - SPEEDAM 2008*, pp. 262–267.
- Linke, M.; Kennel, R. e Holtz, J. (2002) Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed, *Proc. of the IEEE Industrial Electronics Conference - IECON 2002*, **1**:674–679.
- Linke, M.; Kennel, R. e Holtz, J. (2003) Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection, *Proc. of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03*, **2**:1211–1217.
- Ljung, L. (1999) *System Identification - Theory for the User*, PTR Prentice-Hall, Upper Saddle River, N.J., E.U.A., 1999.
- Lorenz, R. D. (2001) Robotics and automation applications of drives and converters, *Proceedings of the IEEE*, **89**(6):951–962.

- Lorenz, R. D. (2002) Observers and state filters in drives and power electronics, IEEE IAS OPTIM 2002, **2**:4–12.
- Matsui, N. (1993) Sensorless operation of brushless dc motor, Proc. of the International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation - IECON 1993, **2**:739–744.
- Matsui, N. e Shigyo, M. (1992) Brushless dc motor without position and speed sensors, IEEE Transactions on Industry Applications, **28**(1):120–127.
- Miranda, R. S.; Fernandes, E. M.; Jacobina, C. B.; Lima, A. M. N.; Oliveira, A. C. e Correa, M. B. R. (2006) Sensorless control of a pmsm synchronous motor at low speed, Proc. of the 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics - IECON 2006, pp. 5069–5074.
- Miranda, R. S.; Jacobina, C. B.; Fernandes, E. M.; Lima, A. M. N.; Oliveira, A. C. e Correa, M. B. R. (2007) Parameter and speed estimation for implementing low speed sensorless pmsm drive system based on an algebraic method, IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition - APEC 2007, pp. 1406–1410.
- Moreira, J. C. (1996) Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac motors operating over a wide speed range, IEEE Transactions on Industry Applications, **32**(6):1394–1401.
- Morimoto, S.; Kawamoto, K.; Sanada, M. e Takeda, Y. (2002) Sensorless control strategy for salient-pole pmsm based on extended emf in rotating reference frame, IEEE Transactions on Industry Applications, **38**(4):1054–1061.
- Naidu, M. e Bose, B. K. (1992) Rotor position estimation scheme of a permanent magnet synchronous machine for high performance variable speed drive, Conf. Rec. of the IEEE IAS Annual Meeting - IAS 1992, **1**:48–53.
- Ogasawara, S. e Akagi, H. (1991) An approach to position sensorless drive for brushless dc motors., IEEE Transactions on Industry Applications, **27**(5):928–933.
- Ogasawara, S. e Akagi, H. (1998) Implementation and position control performance of a ipm motor drive system based on magnetic saliency, IEEE Transactions on Industry Applications, **34**(4):806–812.

- Oliveira, A. C. (2003) Acionamento de máquinas a relutância variável, 2003 Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Campina Grande - UFCG, Campina Grande, PB, Brasil.
- Ortega, C.; Arias, A.; Caruana, C.; Staines, C.; Balcells, J. e Cilia, J. (2006) Sensorless direct torque control of a surface mounted pmsm using high frequency injection, IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE 2006, pp. 2332–2337.
- Ovrebo, S. (2004) Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine, 2004 Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Norwegian University of Science and Technology - NTNU, Noruega.
- Perassi, H.; Berger, G. e Petzoldt, J. (2005) Practical implementation of the sensorless field oriented control of a pmsm for wide speed range, Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications - EPE 2005, pp. 11–14.
- Piippo, A.; Solamaki, J. e Luomi, J. (2008) Signal injection in sensorless pmsm drives equipped with inverter output filter, IEEE Transactions on Industry Applications, **44**(5):1614–1620.
- Raca, D.; Garcia, P.; Reigosa, D.; Briz, F. e Lorenz, R. (2008) A comparative analysis of pulsating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control, IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition - APEC 2008, pp. 879–885.
- Raca, D.; Garcia, P.; Reigosa, D. D.; Briz, F. e Lorenz, R. D. (2010) Carrier signal selection for sensorless control of pm synchronous machines at zero and very low speeds, IEEE Transactions on Industry Applications, **46**(1):167–178.
- Rahman, K. M. e Hiti, S. (2005) Identification of machine parameters of a synchronous motor, IEEE Transactions on Industry Applications., **41**(2):557–565.
- Ribeiro, L. A. S. (2004) Estimação do ângulo do fluxo ou posição rotórica em máquinas CA - Relatório Técnico, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia-IFMA, São Luís-MA, Brasil.
- Ribeiro, L. A. S.; Degner, M. W.; Briz, F. e Lorenz, R. D. (1998) Comparison of carrier signal voltage and current injection for the estimation fo flux angle or rotor position, Conf. Rec. of the 33rd IAS Annual Meeting - IAS 1998, **1**:452–459.

- Ribeiro, L. A. S.; Harke, M. C. e Lorenz, R. D. (2006) Dynamic properties of back-emf based sensorless drives, Conf. Rec. of the 41st IAS Annual Meeting - IAS 2006, pp. 2026–2033.
- Schroedl, M. (1994) Sensorless control of permanent synchronous motors, *Electric Machines and Power Systems*, **22**:173–185.
- Schroedl, M. (1996) Sensorless control of ac machines at low speed and standstill based on the "inform" method, Conf. Rec. of the 31st IEEE IAS Annual Meeting - IAS 1996, **1**:270–277.
- Schroedl, M.; Staffler, W. e Hofer, M. (2009) Accuracy of the sensorless determined rotor position for industrial standard drives in the whole speed range, Proc. of the European Conference on Power Electronics and Drives - EPE 2009, pp. 1–6.
- Shen, J. X.; Zhu, Z. Q. e Howe, D. (2002) Improved speed estimation in sensorless pm brushless ac drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **38**(4):1072–1080.
- Shinnaka, S. (2008) A new speed-varying ellipse voltage injection method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors with pole saliency - new pll method using high-frequency current component signal, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **44**(3):777–788.
- Silva, C.; Asher, G. M. e Sumner, M. (2002) Influence of dead-time compensation on rotor position estimation in surface mounted pm machines using hf injection, Proc. of the Power Conversion Conference - PCC 2002, **3**:1279–1284.
- Silva, C.; Asher, G. M. e Sumner, M. (2006) Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless pm motor drives including zero speed, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **53**(2):373–378.
- Staines, C. S.; Caruana, C.; Teske, N.; Cilia, J. e Asher, G. M. (2005) Sensorless speed, position and torque control using ac machine saliencies, Proc. of the IEEE International Conference on Electric Machines and Drives - IEMDC 2005, pp. 1392–1399.
- Wu, R. e Slemon, G. R. (1991) A permanent magnet motor drive without a shaft sensor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **27**(5):1005–1011.
- Y.-Seok, H.; J.-Soo, C. e Y.-Seok, K. (2000) Sensorless pmsm drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator, *IEEE Transactions on Magnetics*, **36**(5):3588–3591.

---

Zhiqian, C.; Tomita, M.; Ichikawa, S.; Doki, S. e Okuma, S. (2000) Sensorless control of an interior permanent magnet synchronous motor by estimation of an extended electromotive force, Conf. Rec. of the IEEE IAS Annual Meeting - IAS 2000, **3**:1814–1819.



# A

## Sintonia dos controladores

Esta seção tem por objetivo descrever o procedimento de sintonia dos controladores de corrente e de velocidade, utilizados no sistema de acionamento do motor a ímã permanente estudado (vide Figura 5.5).

### Cálculo do controlador de corrente

O controlador de corrente implementado é um controlador PI no referencial síncrono do rotor. A Figura A.1 ilustra o controle de corrente formado pelos controladores de corrente e o modelo da máquina a ímã. Existe um termo referente a força contra-eletromotriz ( $\lambda_{pm}\omega_r$ ) e, termos de acoplamento cruzado entre as malhas  $d$  e  $q$ , representados pelos fatores  $\omega_r l_{sq}$  e  $\omega_r l_{sd}$ , respectivamente.

Dessa maneira, a estrutura do controlador PI padrão é modificada para desacoplar o acoplamento existente entre as malhas  $d$  e  $q$ , melhorando o desempenho do controlador de corrente independente da frequência síncrona  $\omega_r$ . O procedimento a seguir descreve o cálculo dos ganhos do controlador PI de eixo direto. Procedimento idêntico é adotado para o controlador de eixo  $q$ .

A figura A.2 ilustra o sistema formado pelo controlador PI de eixo  $d$  e a malha de eixo  $d$  da máquina. A função de transferência de malha aberta (FTMA) é dada por:

$$G_{od}(s) = \frac{\frac{k_{pd}}{l_{sd}}(s + \frac{k_{id}}{K_{pd}})}{s(s + \frac{r_s}{L_d})} \quad (\text{A.1})$$

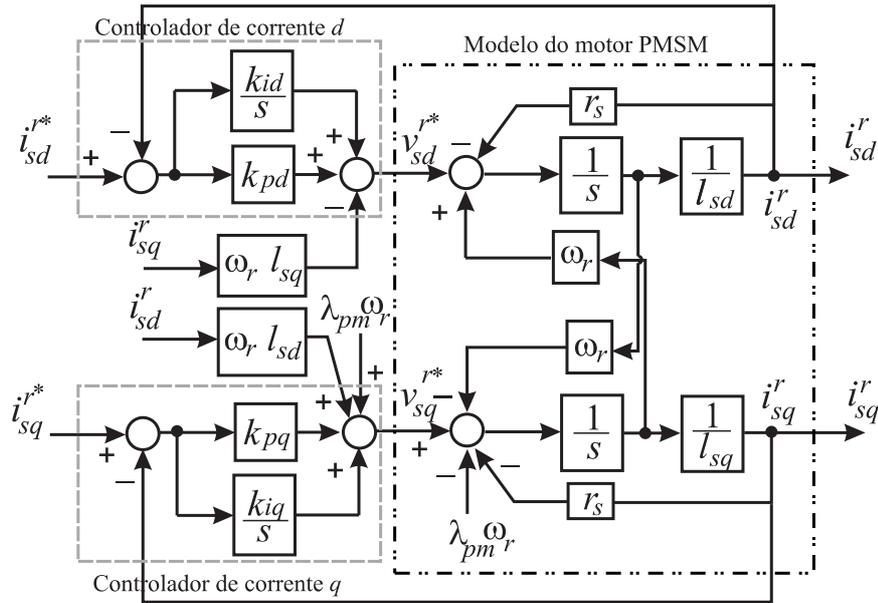


Figura A.1: Diagrama de controle de corrente do motor a ímã permanente: controladores e modelo elétrico.

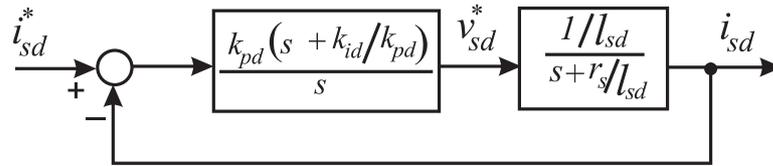


Figura A.2: Controlador de corrente PI síncrono para a malha de eixo  $d$ .

Cancelando-se o polo do sistema elétrico da malha  $d$  com o zero do controlador PI, tem-se:

$$\frac{k_{id}}{k_{pd}} = \frac{r_s}{l_{sd}} \quad (\text{A.2})$$

Portanto, a função de transferência de malha fechada (FTMF) é dada por

$$G_{fd} = \frac{\frac{k_{pd}}{l_{sd}}}{\left(s + \frac{k_{pd}}{l_{sd}}\right)} = \frac{1}{s\left(\frac{l_{sd}}{k_{pd}}\right) + 1} \quad (\text{A.3})$$

Dessa forma, a partir da expressão (A.3), 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 ( $f_d$ ), ou seja:

$$k_{pd} = 2\pi f_d l_{sd} \quad (\text{A.4})$$

Utilizando o mesmo procedimento para determinação dos ganhos do controlador PI síncrono de eixo  $q$ , podemos escrever:

- 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.

### Controlador de velocidade

Considere o diagrama de blocos da Figura A.3, no qual está representado o controlador PI de velocidade e o modelo do sistema mecânico da máquina.

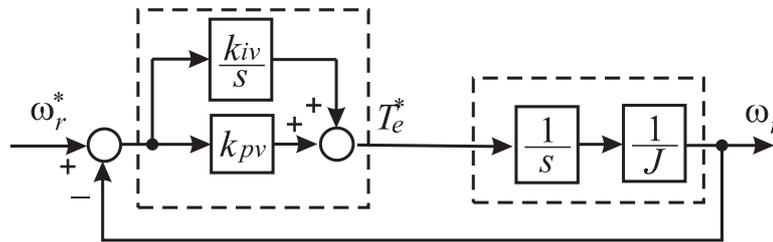


Figura A.3: Controlador de velocidade e planta mecânica do motor a ímã permanente.

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

$$G_{f\omega}(s) = \frac{k_{pv}(s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}})}{Js^2 + k_{pv}s + k_{iv}} \quad (\text{A.5})$$

Observa-se que o modelo mecânico da máquina apresenta um polo na origem ( $s = 0$ ). Dessa forma, não podemos utilizar a técnica de cancelamento de polo da planta com o zero do controlador de velocidade. A alternativa adotada foi estabelecer que os polos da função de transferência de malha fechada sejam polos reais e idênticos. Dessa forma, o discriminante do polinômio  $p(s) = Js^2 + k_{pv}s + k_{iv}$  deve ser nulo. Assim, a relação entre os ganhos do controlador é dada por:

$$\frac{k_{iv}}{k_{pv}^2} = \frac{1}{4J} \quad (\text{A.6})$$

Uma vez garantida esta condição, os polos do sistema em malha fechada valem:

$$s_1 = s_2 = \frac{k_{pv}}{2J} \quad (\text{A.7})$$

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. Logo:

$$k_{pv} = 4\pi J f_v \quad (\text{A.8})$$

# B

## Estimadores de posição rotórica

### Estimador baseado na saliência magnética

As funções de transferência para a estimação de posição e velocidade podem ser obtidas a partir da análise da Figura. As funções de transferência para a estimação da posição e velocidade podem ser escritas como (Ovrebo, 2004):

$$\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} = \frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{J \left( \frac{\lambda_{pm}}{\lambda_{pm}} \right) s^3 + k_{do\_sal} s^2 + k_{po\_sal} s + k_{io\_sal}}{\hat{J} s^3 + k_{do\_sal} s^2 + k_{po\_sal} s + k_{io\_sal}} \quad (\text{B.1})$$

Conforme descrito acima, a estimação de posição é função dos ganhos  $k_{do\_sal}$ ,  $k_{po\_sal}$  e  $k_{io\_sal}$ . Estes ganhos foram determinados a partir da comparação do polinômio característico da função de transferência com um polinômio padrão de 3º grau  $T_1(s) = (s + p_{1\_sal})(s + p_{2\_sal})(s + p_{3\_sal})$ . Dessa forma:

$$k_{io\_sal} = \hat{J} p_{1\_sal} p_{2\_sal} p_{3\_sal} \quad (\text{B.2})$$

$$k_{po\_sal} = \hat{J} (p_{1\_sal} p_{2\_sal} + p_{1\_sal} p_{3\_sal} + p_{2\_sal} p_{3\_sal}) \quad (\text{B.3})$$

$$k_{do\_sal} = \hat{J} (p_{1\_sal} + p_{2\_sal} + p_{3\_sal}) \quad (\text{B.4})$$

onde  $p_{1\_sal} = 2\pi f_{1\_sal}$ ,  $p_{2\_sal} = 2\pi f_{2\_sal}$ ,  $p_{3\_sal} = 2\pi f_{3\_sal}$ , são os pólos de malha fechada do observador de posição. A resposta em frequência das funções de transferência do estimador para os dois tipos de injeção de sinal, vetor girante e vetor pulsante, está ilustrada na Figura B.1. O estimador de posição rotórica baseado na injeção do vetor girante tem os polos de malha fechada definidos para 100 Hz, 100 Hz e 100 Hz. A largura de faixa teórica

do estimador vale 394 Hz, aproximadamente. O estimador de posição rotórica baseado na injeção do vetor pulsante ( $\hat{d}$ ) tem os polos de malha fechada definidos para 10 Hz, 50 Hz e 100 Hz. A largura de faixa do observador para esta condição vale 200 Hz.

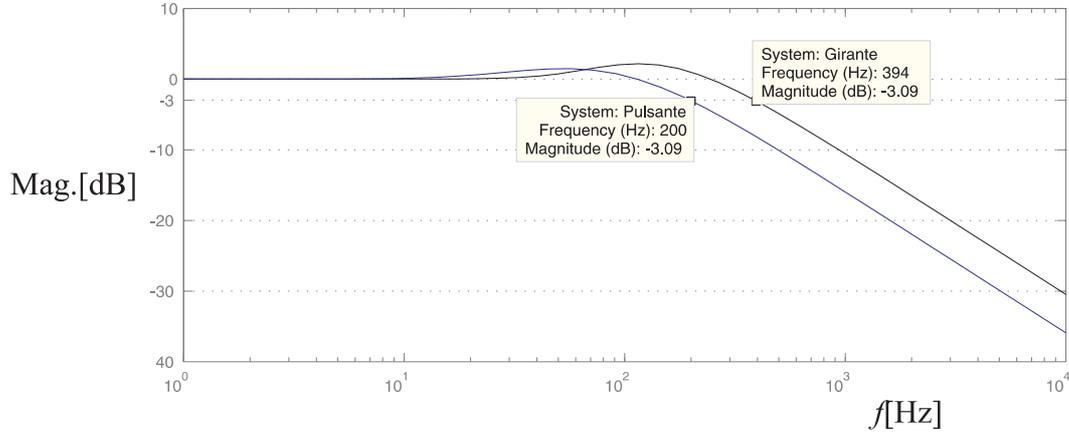


Figura B.1: Resposta em frequência dos estimadores de posição baseados na injeção de sinal.

### Estimador baseado na estimação da fcem

Esta seção descreve as principais características e propriedades do método de estimação de posição baseado na fcem implementado no trabalho. A técnica proposta por Kim et al. (2003b) é baseada na estimação da fcem no referencial estacionário usando um filtro de estados. A informação é extraída a partir da fcem estimada usando um observador dos estados da máquina.

Considere o modelo da máquina PMSM no referencial estacionário ( $\alpha\beta$ ):

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pl_{s\alpha\alpha} & pl_{s\alpha\beta} \\ pl_{s\alpha\beta} & r_s + pl_{s\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_{pm} \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

onde  $p$  é o operador derivada, as indutâncias são dadas por:  $l_{s\alpha\alpha} = l_0 + l_1 \cos(2\theta_r)$ ,  $l_{s\alpha\beta} = l_1 \sin(2\theta_r)$ ,  $l_0 = \frac{(l_{sd} + l_{sq})}{2}$ ,  $l_1 = \frac{(l_{sd} - l_{sq})}{2}$ .

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

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pl_{sd} & \omega_r(l_{sd} - l_{sq}) \\ \omega_r(l_{sd} - l_{sq}) & r_s + pl_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

onde:

$$E_{ex} = (l_{sd} - l_{sq})(\omega_r i_{sd}^s - p i_{sq}^s) + \omega_r \lambda_{pm} \quad (\text{B.7})$$

O termo  $E_{ex}$  é formado por um termo referente à fcm gerada pelo ímã permanente ( $\omega_r \lambda_{pm}$ ) e outro termo referente às saliências da máquina. A fcm estendida contém a informação da posição do rotor.

A fcm estendida pode ser estimada usando-se um filtro de estados, baseado em um observador de corrente. O filtro de estado é representado na Figura B.2. O filtro consiste de duas partes: o modelo da máquina PMSM sem o termo da fcm e um regulador PI. Uma vez que a força contra-eletromotriz não é modelada, ela será estimada pelo regulador PI (ganhos  $R_o$  e  $R_{io}$ ). Contudo, a largura de faixa da estimação é limitada à largura de faixa do filtro que pode inserir atraso na estimação. Assumindo que não existe erros na determinação dos parâmetros da máquina e na tensão de referência, a relação entre a fcm estendida estimada e a fcm obtida pelo modelo reduz-se a (Kim et al., 2003b):

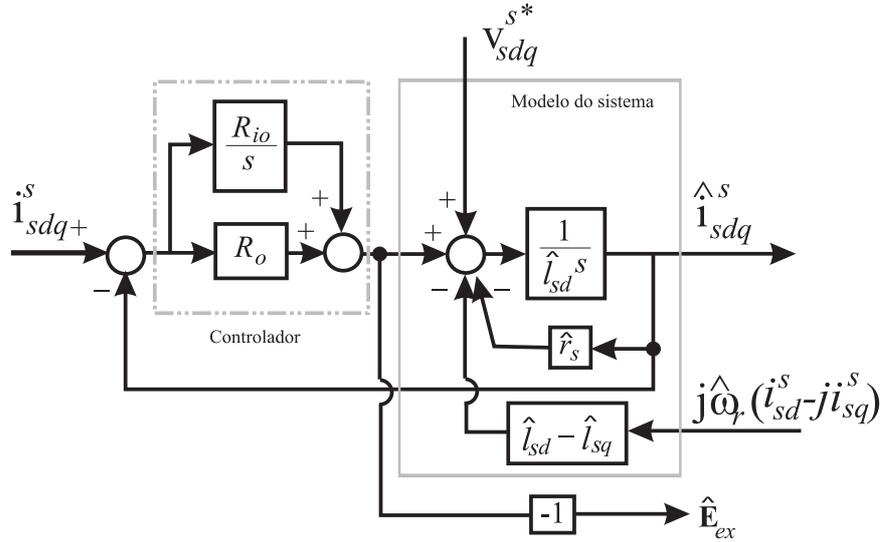


Figura B.2: Filtro de estados para estimação da força contra-eletromotriz estendida ( $E_{ex}$ ).

$$\hat{\mathbf{E}}_{ex} = \frac{R_o s + R_{io}}{l_{sd} s^2 + (r_s + R_o) s + R_{io}} \mathbf{E}_{ex} \quad (\text{B.8})$$

Os ganhos do filtro de estados são determinados 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, os ganhos são obtidos como:

$$R_{io} = r_1 r_2 l_{sd} \quad (\text{B.9})$$

$$R_o = (r_1 + r_2) l_{sd} - r_s \quad (\text{B.10})$$

Um estimador do tipo observador de Luenberger pode ser usado para estimar a posição do rotor ( $\theta_r$ ). A estrutura é composta pelo modelo mecânico da máquina e por um controlador. Utilizando-se a técnica produto heterodino o erro de fase existente entre a fcem estimada e a fcem fornecida pelo modelo é detectado. O resultado do produto resulta em (Kim, Harke e Lorenz, 2003b):

$$\varepsilon = \left\| \hat{E}_{ex} \right\| \text{sen}(\theta_r - \hat{\theta}_r) \quad (\text{B.11})$$

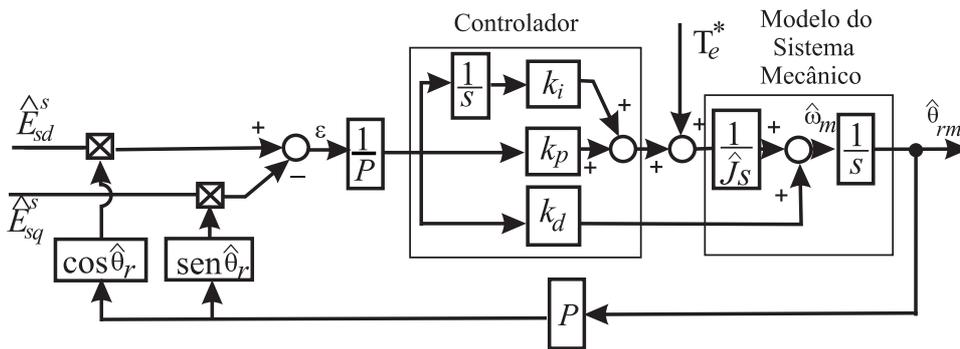


Figura B.3: Observador de posição do rotor, estilo observador de Luenberger.

A posição elétrica  $\theta_r$  é convertida para posição mecânica pela relação de pares de pólos  $p$ . O controlador é responsável por rastrear a posição mecânica, mantendo um erro de estimação de posição pequeno, função da largura de faixa escolhida para o observador (ganhos  $k_{do\_fcm}$ ,  $k_{po\_fcm}$  e  $k_{io\_fcm}$ ).

As funções de transferência para a estimação de posição e velocidade podem ser obtidas a partir da análise da figura B.3. As funções de transferência para a estimação da posição e velocidade podem ser escritas como (Kim et al., 2003a):

$$\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} = \frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{J \left( \frac{\hat{l}_{sd} - \hat{l}_{sq}}{l_{sd} - l_{sq}} \right) s^3 + k_{do\_fcm} s^2 + k_{po\_fcm} s + k_{io\_fcm}}{\hat{J} s^3 + k_{do\_fcm} s^2 + k_{po\_fcm} s + k_{io\_fcm}} \quad (\text{B.12})$$

ou

$$\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} = \frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{J \left( \frac{\hat{\lambda}_{pm}}{\lambda_{pm}} \right) s^3 + k_{do\_fcm} s^2 + k_{po\_fcm} s + k_{io\_fcm}}{\hat{J} s^3 + k_{do\_fcm} s^2 + k_{po\_fcm} s + k_{io\_fcm}} \quad (\text{B.13})$$

Conforme descrito acima, a estimação de posição é função dos ganhos  $k_{do\_fcm}$ ,  $k_{po\_fcm}$  e  $k_{io\_fcm}$ . Estes ganhos foram determinados a partir da comparação do polinômio característico da função de transferência com um polinômio padrão de 3º grau  $T_1(s) = (s +$

$p_{1\_fcm})(s + p_{2\_fcm})(s + p_{3\_fcm})$ . Dessa forma:

$$k_{io\_fcm} = \widehat{J}p_{1\_fcm}p_{2\_fcm}p_{3\_fcm} \quad (\text{B.14})$$

$$k_{po\_fcm} = \widehat{J}(p_{1\_fcm}p_{2\_fcm} + p_{1\_fcm}p_{3\_fcm} + p_{2\_fcm}p_{3\_fcm}) \quad (\text{B.15})$$

$$k_{do\_fcm} = \widehat{J}(p_{1\_fcm} + p_{2\_fcm} + p_{3\_fcm}) \quad (\text{B.16})$$

onde  $p_{1\_fcm} = 2\pi f_{1\_fcm}$ ,  $p_{2\_fcm} = 2\pi f_{2\_fcm}$ ,  $p_{3\_fcm} = 2\pi f_3$ , são os pólos de malha fechada do observador de posição.



# C

## Expressões - Técnicas de injeção de tensão

### 1. Portadora girante

a. Referencial estacionário:

$$v_{sdqh}^s = V_h e^{j\theta_h} = V_h (\cos \theta_h + j \sin \theta_h) \quad (C.1)$$

$$i_{sdqh}^s = I_{h1} e^{j(\theta_h)} + I_{h2} e^{j(-\theta_h + 2\theta_r)} \quad (C.2)$$

b. Referencial síncrono do rotor:

$$v_{sdqh}^r = V_h e^{j(\theta_h - \theta_r)} \quad (C.3)$$

$$i_{sdqh}^r = I_{h1} e^{j(\theta_h - \theta_r)} + I_{h2} e^{j(\theta_r - \theta_h)} \quad (C.4)$$

c. Referencial síncrono estimado do rotor:

$$v_{sdqh}^{\hat{r}} = V_h e^{j(\theta_h - \hat{\theta}_r)} \quad (C.5)$$

$$i_{sdqh}^{\hat{r}} = I_{h1} e^{j(\theta_h - \hat{\theta}_r)} + I_{h2} e^{j(2\theta_r - \hat{\theta}_r - \theta_h)} \quad (C.6)$$

Onde:  $I_{h1} = \left( \frac{-jV_h}{2\omega_h l_{sd} l_{sq}} \right) (l_{sq} + l_{sd})$  e  $I_{h2} = \left( \frac{jV_h}{2\omega_h l_{sd} l_{sq}} \right) (l_{sq} - l_{sd})$

## 2. Portadora pulsante ( $\widehat{d}$ )

a. Referencial estacionário:

$$v_{sdqh}^s = V_h \cos(\theta_h) e^{j(\widehat{\theta}_r)} \quad (C.7)$$

$$i_{sdqh}^s = \left[ I_{h0} e^{j(\theta_h + \widehat{\theta}_r)} + I_{h1} e^{j(2\theta_r - \widehat{\theta}_r + \theta_c)} - I_{h0} e^{j(\widehat{\theta}_r - \theta_c)} - I_{c1} e^{j(2\theta_r - \widehat{\theta}_r - \theta_c)} \right] \quad (C.8)$$

b. Referencial síncrono do rotor:

$$v_{sdqh}^r = V_h \cos(\theta_h) e^{j(\widehat{\theta}_r)} \quad (C.9)$$

$$i_{sdqh}^r = \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \left( \frac{1}{l_{sd}} \cos(\widehat{\theta}_r - \theta_r) + \frac{1}{l_{sq}} j \sin(\widehat{\theta}_r - \theta_r) \right) \quad (C.10)$$

c. Referencial síncrono estimado do rotor:

$$v_{sdqh}^{\widehat{r}} = V_h \cos(\theta_h) \quad (C.11)$$

$$i_{sdqh}^{\widehat{r}} = \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \left( \begin{array}{c} \frac{(l_{sq} + l_{sd})}{2l_{sd}l_{sq}} \\ + \frac{(l_{sq} - l_{sd})}{2l_{sd}l_{sq}} e^{j2(\theta_r - \widehat{\theta}_r)} \end{array} \right) \quad (C.12)$$

## 3. Portadora pulsante ( $\widehat{q}$ )

a. Referencial estacionário:

$$v_{sdqh}^s = jV_h \cos(\theta_h) e^{j(\widehat{\theta}_r)} \quad (C.13)$$

$$i_{sdqh}^s = \left[ I_{h0} e^{j(\theta_h + \widehat{\theta}_r)} - I_{h1} e^{j(\theta_h - \widehat{\theta}_r + 2\theta_r)} - I_{h0} e^{j(\widehat{\theta}_r - \theta_c)} + I_{h1} e^{j(-\theta_h - \widehat{\theta}_r + 2\theta_r)} \right] \quad (C.14)$$

b. Referencial síncrono do rotor:

$$v_{sdqh}^r = jV_h \cos(\theta_h) e^{j(\widehat{\theta}_r - \theta_r)} \quad (C.15)$$

$$i_{sdqh}^r = \left( \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_h t) \right) \left( -\frac{1}{l_{sq}} \sin(\widehat{\theta}_r - \theta_r) + \frac{1}{l_{sd}} j \cos(\widehat{\theta}_r - \theta_r) \right) \quad (C.16)$$

c. Referencial síncrono estimado do rotor:

$$v_{sdqh}^{\widehat{r}} = jV_h \cos(\theta_h) \quad (C.17)$$

$$i_{sdqh}^{\widehat{r}} = \frac{V_h}{\omega_h} \sin(\omega_c t) \left[ \begin{array}{c} \frac{(l_{sq} - l_{sd})}{2l_{sd}l_{sq}} \left( j e^{j2(\theta_r - \widehat{\theta}_r)} \right) \\ + j \frac{(l_{sq} + l_{sd})}{2l_{sd}l_{sq}} \end{array} \right] \quad (C.18)$$

Onde:  $I_{h0} = \frac{V_h}{4\omega_c} \left( \frac{l_{sd} + l_{sq}}{l_{sq}l_{sd}} \right); I_{h1} = \frac{V_h}{4\omega_h} \left( \frac{l_{sd} - l_{sq}}{l_{sq}l_{sd}} \right)$

# D

## Plataforma experimental

Esta seção tem por objetivo descrever as principais características de implementação da plataforma experimental, especialmente os fatores que influenciam o desempenho dos estimador de posição, representando fatores de erro inerentes ao sistema. A plataforma experimental montada em laboratório é mostrada na Figura D.1. O sistema de acionamento do motor a ímã permanente é composto por:

- computador com processador Pentium (2,4 GHz);
- placa de interface com o microprocessador Renesas SH7047 (Emulador E10A);
- conversores industriais Weg (SCA 05 e SCA 04);
- dois motores síncronos a ímãs permanentes;
- um autotransformador (4,5kVA);
- osciloscópio digital de 200 MHz (4 canais não-isolados).

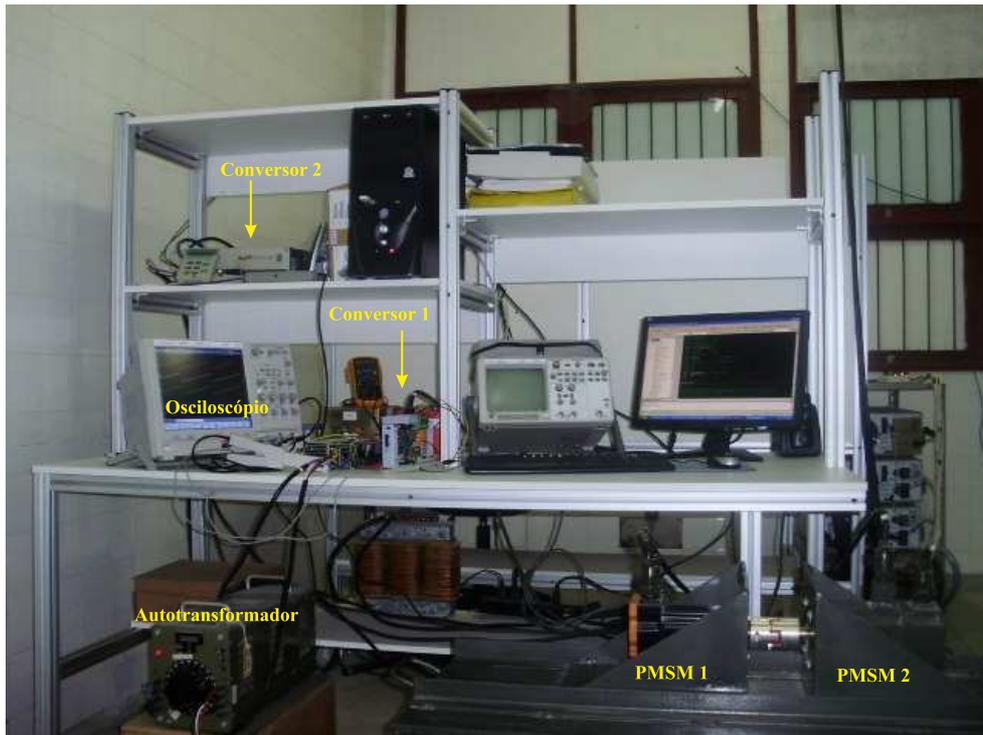


Figura D.1: Vista frontal da plataforma experimental.

Parâmetro	Motores	
	PMSM1 (SWA40-1.6-30)	PMSM2(SWA56-2.5-60)
Potência nominal (kW)	0,4	1,14
Tensão nominal (V)	220	220
Torque nominal (N.m)	1,6	2,5
Corrente máxima (A)	2,0	7,2
Resistência $r_s$ ( $\Omega$ )	6,187	0,663
Indutância $l_{sd}$ (mH)	24	1,93
Indutância $l_{sq}$ (mH)	33	2,28
Pares de polos	4	4
Velocidade máxima (rpm)	3.000	6.000
Cte. de $f_{cem}$ (V/krpm)	56,16	26,5

Tabela D.1: Parâmetros nominais dos motores a ímãs permanentes.

## D.1 Avaliação da saturação magnética do motor

As respostas do estimador de posição para baixa velocidade baseado na injeção de sinal do Capítulo 4 utiliza a suposição de que apenas uma saliência espacial está presente na máquina durante a operação. Contudo, o perfil da curva de posição levanta a possibilidade de que exista uma saturação do circuito magnético da máquina e assim, saliências adicionais induzidas por saturação possam estar presentes. Alguns estudos apresentam uma análise dos efeitos e modelagem das saliências induzidas por saturação (Degner e Lorenz, 1998), (Briz et al., 2001), (Kim, 2004), (Díaz-Reigosa et al., 2008). Degner e Lorenz (1998) realizaram estudos sobre as saliências múltiplas existentes em motores de indução para injeção de sinal em portadora girante. Os autores representaram o efeito das saliências múltiplas por um somatório em notação complexa vetorial das correntes de alta frequência resultantes como:

$$i_{sdqh}^s = -jI_{hp}e^{j\omega_h t} + j \sum I_{cni}e^{j(-\omega_h t + h\theta_r + \phi_i)} \quad (D.1)$$

Briz et al. (2001) propuseram uma técnica de compensação das saliências induzidas por saturação para um motor de indução trifásico. Inicialmente, foi feita a identificação das saliências provocadas por saturação observando-se o espectro da componente de sequência negativa do vetor corrente de alta frequência em função do nível de carga aplicada a máquina. A saturação magnética provoca o surgimento de harmônicas múltiplas e sub-múltiplas da posição rotórica. Segundo os autores, essas saliências são causadas pelo fluxo de entreferro e fluxos de dispersão do estator e rotor. As saliências múltiplas foram identificadas e armazenadas em uma tabela de pesquisa para desacoplamento (Fig. D.2). O desacoplamento dos efeitos das principais saliências induzidas pelo fluxo de dispersão do estator permitiram a melhoria do desempenho do estimador de posição quando operando a máquina com carga nominal.

Com o mesmo propósito que Briz et al. (2001), Díaz-Reigosa et al. (2008) implementaram uma técnica de compensação das saliências induzidas por saturação para um motor a ímãs permanentes (IPM). O espectro do vetor corrente de alta frequência  $i_{sdqh}^s$  revelou a presença de harmônicas múltiplas da posição rotórica ( $\theta_r$ ) para uma condição de controle com velocidade controlada por uma máquina auxiliar. O desacoplamento das saliências induzidas por saturação é um processo adaptativo utilizando uma rede neural. A técnica foi avaliada em laboratório para um controle de posição. Além disso, o método proposto dispensa a

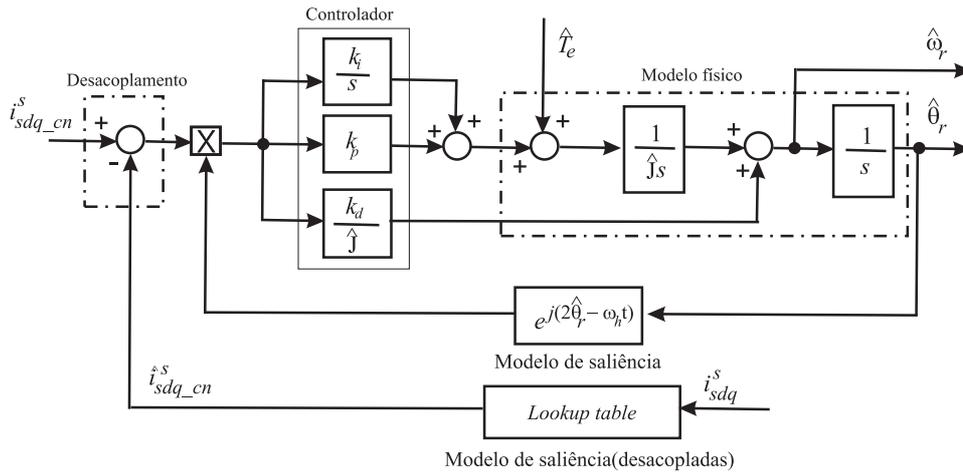


Figura D.2: Observador de posição rotórica utilizando desacoplamento das saliências induzidas por saturação proposto por Briz et al. (2000a).

medição das componentes induzidas por saturação como no caso de tabelas de pesquisa, contudo, é necessário um processo *offline* para ajuste dos ganhos sinápticos da rede.

Kim (2004) realizou um estudo sobre a influência da saturação magnética utilizando-se a injeção de sinal para um motor a ímãs permanentes e escreveu (D.1) como:

$$i_{sdqh}^s = I_{rcp\_1} e^{j(\omega_h t - \pi/2)} + \sum I_{rcn\_2k} e^{j(-\omega_h t + 2k\theta_r + \phi_{rcn\_2k})} \quad (D.2)$$

Dessa maneira, para cada valor do índice  $k$  está associado a determinado efeito ou fenômeno. Segundo o autor, para  $k=0$ , um *offset* no referencial síncrono negativo da corrente de alta frequência, corresponde a um erro nas medições de corrente e assimetria da máquina utilizada (IPM). Para  $k=1$  tem-se a saliência espacial criada pela diferença entre as indutâncias  $d$  e  $q$ . Os demais valores de  $k=-1, \pm 2, 3, 4, \dots$ , ou seja, saliências adicionais, seriam provocados por saturação magnética quando a máquina opera sob carga. Essas saliências são denominadas de saliências induzidas por saturação.

Para avaliar a influência da saturação magnética para a técnica de injeção de sinal, Kim (2004) realizou um teste de controle de corrente a velocidade constante, variando o nível de carga aplicada. A partir do espectro da vetor corrente de alta frequência  $i_{sdqh}^s$  foram identificadas as harmônicas provocadas pela saturação, particularmente, as harmônicas sexta e oitava da posição rotórica. As saliências induzidas por saturação são função da magnitude da corrente fundamental. Essas saliências provocam a distorção da imagem espacial da saliência e alteração da largura de faixa do observador de posição.

**Teste de saturação magnética** - Para avaliar um possível efeito de saturação magnética no motor de testes implementado um controle de corrente variando a corrente de zero a condição de sobrecarga, injetando-se um sinal de alta frequência do tipo vetor girante (Briz et al., 2001), (Kim, 2004), (Díaz-Reigosa et al., 2008). O diagrama do ensaio experimental é representado na Figura D.3.

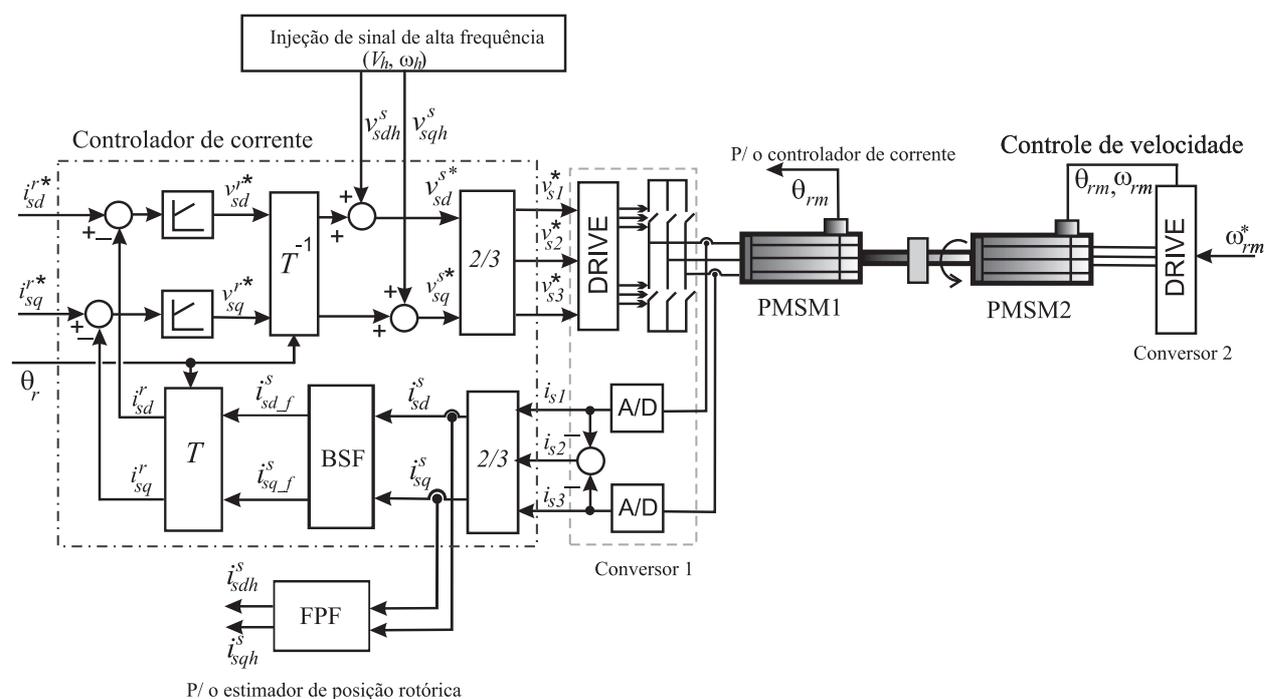


Figura D.3: Ensaio experimental do teste de saturação magnética.

O motor de testes é um motor a ímãs permanentes com corrente nominal de 2,0 A. A corrente fundamental é variada de 0,26 A (a vazio) a 3,54 A, o que corresponde a 1,69 vezes a corrente nominal. A componente de corrente  $i_{sq}^{r*}$  é variada de acordo com a referência desejada. A componente  $i_{sd}^{r*}$  é zero. A tensão de barramento é mantida constante em 230 V. O vetor girante de alta frequência foi sobreposto com frequência de 446,43 Hz e amplitude 56 V. A velocidade do eixo é mantida constante utilizando-se uma máquina auxiliar em 75 rpm. A frequência da corrente fundamental é 5 Hz.

Para cada ponto de operação, as correntes e tensões foram armazenadas e calculados os espectros através da FFT. A Figura D.4 exhibe o espectro do vetor corrente resultante para uma corrente fundamental de 0,26 A, na qual são apresentadas as amplitudes de cada componente. Na Figura D.5 verifica-se que a componente de sequência positiva (446,43 Hz) do vetor corrente de alta frequência tem amplitude 1,5 A enquanto a componente de

seqüência negativa ( $-436,43$  Hz) tem amplitude 150 mA.

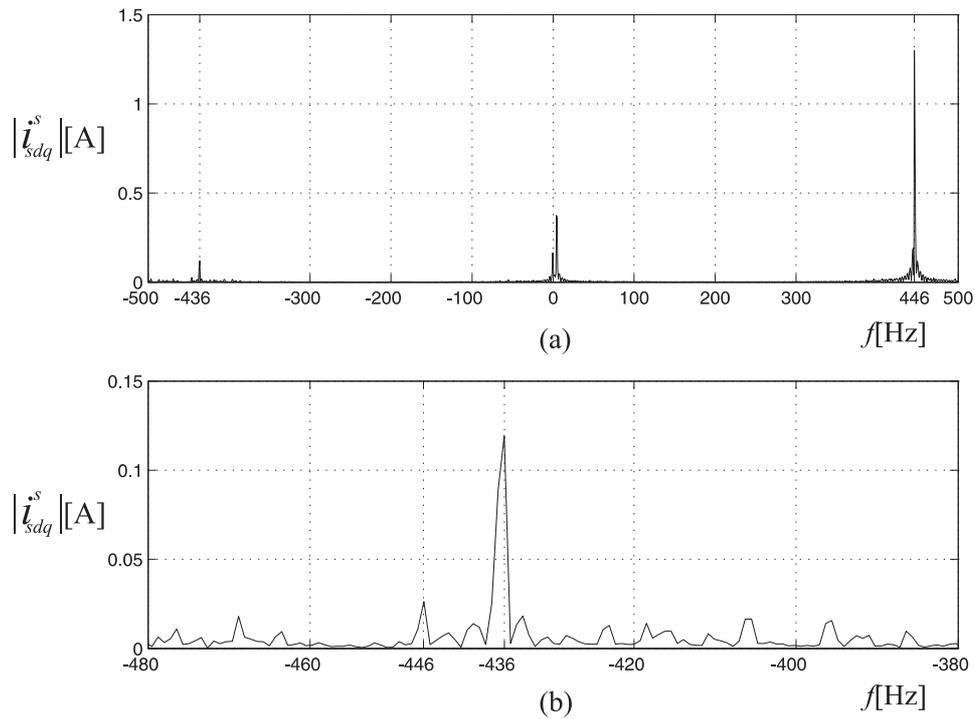


Figura D.4: Espectro do vetor complexo  $i_{sdq}^s$  no referencial estacionário,  $f_r = 5$  Hz, corrente fundamental 0,26A,  $V_h = 56$  V,  $f_h = 446,43$  Hz:(a) espectro, (b) componentes de seqüência negativa.

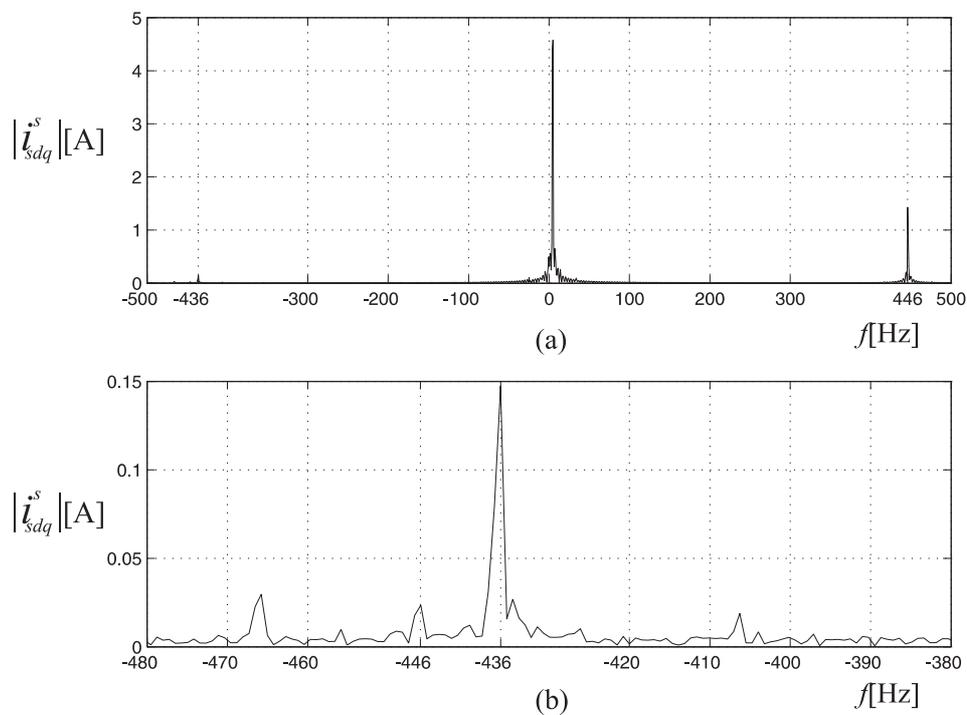


Figura D.5: Espectro do vetor complexo  $i_{sdq}^s$  no referencial estacionário,  $f_r = 5$  Hz, corrente fundamental 3,54A,  $V_h = 56$  V,  $f_h = 446,43$  Hz:(a) espectro, (b) componentes de seqüência negativa.

Conforme apresentado anteriormente, a ocorrência de saturação magnética provoca o aparecimento de componentes harmônicas pares na componente de sequência negativa (Kim, 2004) e pode provocar ainda mudança da magnitude e fase dessa componente (Briz et al., 2001). Dessa maneira, na Figura D.5 é apresentado os espectro do vetor corrente de alta frequência  $i_{sdqh}^s$  na vizinhança da componente de sequência negativa para uma condição de sobrecarga (3,54 A), respectivamente. Verifica-se que mesmo na condição de sobrecarga não ocorre o surgimento de componentes adicionais, reflexo da saturação do circuito magnético. Portanto, pode-se afirmar que a máquina a ímã em questão não está saturada para as condições de teste avaliadas e, conseqüentemente, a componente de alta frequência de sequência negativa não é afetada pelo nível da corrente fundamental. Logo, o observador de posição não teria seu desempenho afetado pelo nível da corrente fundamental ou nível de carga imposta.

## D.2 Leitura do sensor de posição mecânica do motor

Esta seção tem por objetivo descrever como é realizada a medição de posição no conversor SCA05 Weg utilizado na plataforma de testes. O sensor de posição utilizado é um *resolver* com especificação 7V/5kHz. O sensor de posição produz dois sinais de alta frequência modulados em amplitude. A modulação é função da posição do eixo da máquina. Esses sinais são processados e demodulados através de um conversor R/D (*Resolver to Digital Converter*) que apresenta uma palavra digital para a posição mecânica do rotor.

O sensor de posição é instalado mecanicamente de modo a se alinhar os ímãs permanentes do rotor com o eixo magnético de uma fase. A Figura D.6 exhibe o detalhe da montagem do *resolver* para o motor de testes e para o motor usado como carga, respectivamente. Na Figura D.6 observa-se as marcações no estator e rotor do sensor referentes a posição zero grau mecânico correspondente ao alinhamento dos ímãs permanentes do eixo da motor com o eixo magnético da fase 1.

Além disso, para o motor de testes, foi verificado que não havia uma marcação no eixo que indicasse a posição zero ou de referência. Portanto, foi realizado um teste para verificar qual das fases da máquina produziria um campo que se alinhasse com a referência do estator do *resolver* e também correspondesse a leitura da IHM do conversor a zero grau. Como o motor de testes não disponibiliza o acesso do terminal neutro, uma fase da máquina é energizada

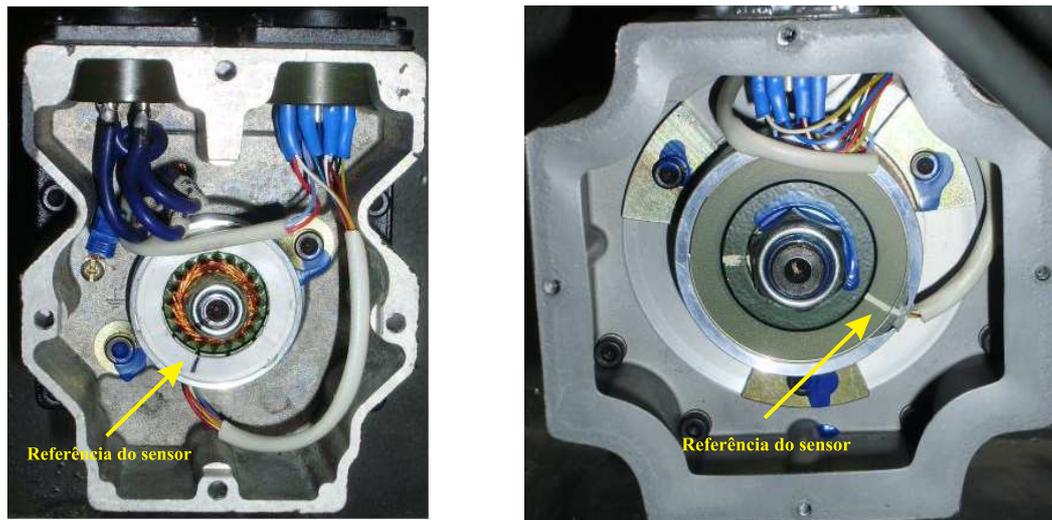


Figura D.6: Instalação do sensor de posição detalhe da posição mecânica 0 grau: motor de testes (esquerda), motor usado como carga (direita).

com potencial positivo do barramento CC enquanto as duas fases restantes são conectadas ao potencial negativo do barramento CC. Em seguida, foi verificado o posicionamento assumido pelo eixo do motor e a leitura correspondente da IHM do conversor. Dessa maneira, foi possível identificar o eixo magnético da fase 1 como a referência utilizada pelo conversor Weg. Este procedimento foi repetido para a máquina usada como carga.

Dessa maneira, o conversor SCA05 realiza uma leitura de posição mecânica e posteriormente converte para a posição elétrica. A priori, espera-se que esta conversão da posição mecânica ( $\theta_{rm}$ ) para posição elétrica ( $\theta_r$ ) seja um produto pelo número de pares de pólos ( $P$ ). Contudo, verifica-se que a rotina leitura da posição elétrica (rotina padrão de fábrica, inalterada) utiliza além do produto por  $P$ , um defasamento. Até o momento, este defasamento entre os sinais não foi justificado ou associado a algum parâmetro de controle. Além disso, vale salientar que o fabricante do sistema não informa detalhes dos programas utilizados no ambiente de programação do DSP do conversor alegando sigilo industrial do produto.

A Figura D.7 apresenta os sinais de posição mecânica e de posição elétrica para uma frequência de operação de 10 Hz. Os sinais variam de  $-\pi$  rad ( $-10$  V) a  $\pi$  rad ( $10$  V). Verifica-se que o defasamento entre os sinais equivale a 15 graus elétricos.

Uma outra forma de verificar essa diferença é medir a fcm gerada de fase e compará-la com o sinal de posição elétrico gerado (Rahman e Hiti, 2005). No ensaio, o motor de testes é acionado como gerador a velocidade de 300 rpm (20 Hz) através de uma máquina auxiliar.

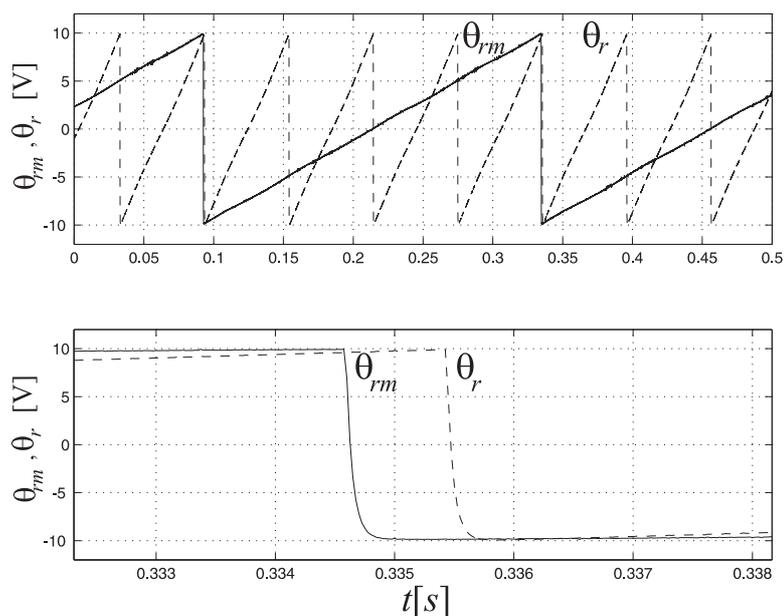


Figura D.7: Comparação entre a posição mecânica do rotor ( $\theta_{rm}$ ) e a posição elétrica do rotor ( $\theta_r$ ).

A posição elétrica e as tensões de linha geradas são medidas com o osciloscópio, em seguida, as fcems de fase são calculadas. A Figura D.8 exhibe a fcem gerada na fase 1 ( $e_{s1}$ ) e a posição elétrica ( $\theta_r$ ), na qual constata-se uma diferença entre o cruzamento por zero das duas formas de onda ( $\delta$ ). O defasamento angular entre os sinais vale 15 graus elétricos. A comparação entre a fcem gerada pela fase 1 e a posição elétrica foi repetida para outras velocidades e foi observado que o defasamento angular entre os sinais permanece constante. Na Tabela D.2 estão listados outros valores do defasamento  $\delta$  em função da velocidade.

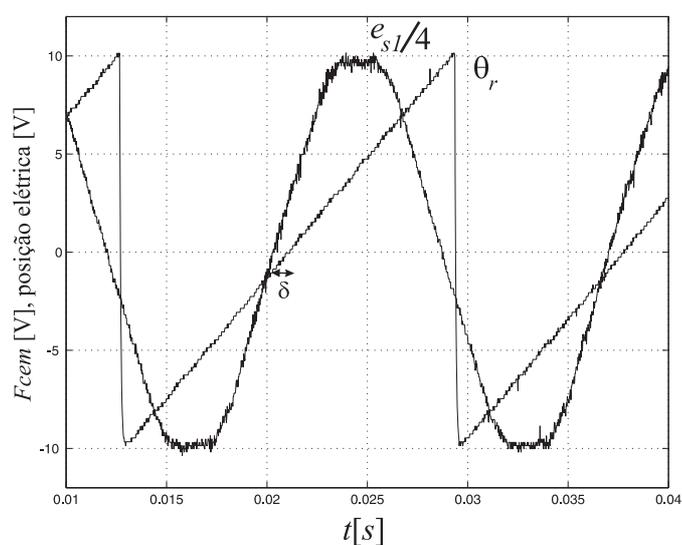


Figura D.8: Comparação entre a posição elétrica ( $\theta_r$ ) fcem da fase 1 ( $e_{s1}/4$ ).

Velocidade (rpm)	Defasamento angular ( $\delta$ )
100	16,7°
300	15,0°
600	14,0°
900	15,1°
1200	14,4°

Tabela D.2: Defasamento angular entre a fcm gerada na fase 1 ( $e_{s1}$ ) e a posição rotórica elétrica ( $\theta_r$ ).

Quando as rotinas de estimação de posição foram implementadas no conversor Weg SCA05, esperava-se que não existisse erro no cálculo da posição elétrica. Dessa forma, uma verificação detalhada dos códigos que compõem a rotina de controle implementada no DSP do conversor permitiu detectar a compensação existente no cálculo da posição elétrica. Conseqüentemente, essa diferença entre posição mecânica ( $\theta_{rm}$ ) e a posição elétrica calculada ( $\theta_r$ ) resulta em um erro sistemático que estará presente nos resultados de estimação de posição em baixa velocidade (injeção de sinal) e em alta velocidade (fcm).

Uma forma de minimizar este erro é ajustar o valor de compensação (*offset* de posição) da rotina de forma que os sinais de posição mecânica e elétrica fiquem em fase. A compensação do erro de posição elétrica foi realizada em *software* na rotina de controle.

### D.3 Implementação dos algoritmos no processador Renesas

A implementação das rotinas de controle e estimação no processador Renesas foram realizadas na linguagem Assembly. As rotinas implementadas na simulação na representação ponto-flutuante foram convertidas para a representação ponto-fixa (Q.N) e posteriormente para a linguagem Assembly utilizada pelo processador.

A conversão para a representação ponto-fixa utiliza os valores de base definidos na configuração do processador Renesas. Estes valores não podem ser modificados pelo usuário. O valor base da corrente do sistema é 13,345 A. O valor base da tensão vale 501,25V e o valor base da velocidade mecânica é 10.000 rpm (1.047 rad/s).

A representação em ponto-fixado das variáveis utilizadas no programa teve que lidar com a restrição de que a instrução utilizada para realizar o resultado do produto entre registradores (valores das variáveis, constantes) pode ser representado no máximo em 48 bits, diferente de outros processadores comerciais que podem representar o produto de variáveis em uma palavra de 64 bits. Esta condição restringiu o formato que pode ser assumido por variáveis ou constantes do programa.

Outra restrição encontrada durante a implementação foi que o tempo mínimo necessário para execução das rotinas é de  $140 \mu\text{s}$ . Este tempo compreende a aquisição das leituras de corrente e posição rotórica, execução das rotinas de controle e estimação, configuração da interface IHM do conversor, execução das rotinas de proteção do sistema e escrita nas duas saídas analógicas do conversor. Dessa forma, a frequência de chaveamento vale  $7,14 \text{ kHz}$ . A Figura D.9 mostra os sinais  $v_{prog.}$ , a tensão de polo da fase 1 em relação ao potencial negativo do barramento CC ( $v_{s1-CC}$ ), a corrente de fase 1 ( $i_{s1}$ ) e a leitura da corrente da fase 1 na saída analógica 2 ( $i_{s1}(SA2)$ ). O sinal  $v_{prog.}$  indica os instantes de entrada e saída da rotina de controle e estimação ( $T_{prog.}$ ) enquanto  $T_{PWM}$  indica o tempo total de execução das rotinas de leitura, controle e configuração do sistema.

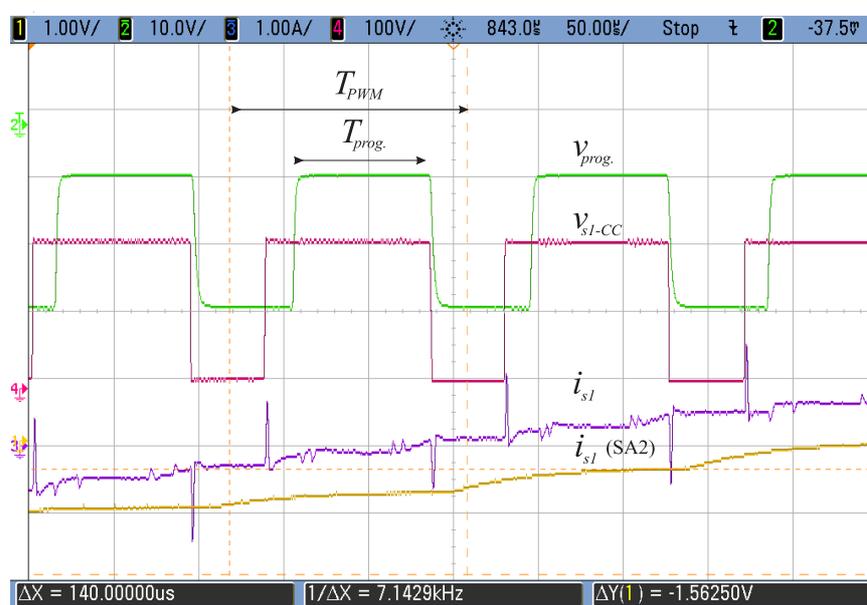


Figura D.9: Período mínimo de execução das rotinas de controle.

Considerando que o período mínimo de execução das rotinas de leitura, controle e configuração do sistema vale  $140 \mu\text{s}$ , a frequência do sinal de alta frequência ( $f_h$ ) foi ajustada

para um múltiplo inteiro da frequência de chaveamento. Assim, a frequência do sinal de alta frequência vale 446,43 Hz.

### Sistema de medição de corrente

O sistema de medição de corrente do conversor Weg utilizado é composto por um sensor de efeito Hall (LEM LTS25-NP), um estágio de amplificação/isolação e o processador Renesas SH7047. Um diagrama do sistema de medição do conversor é ilustrado na Figura D.10.

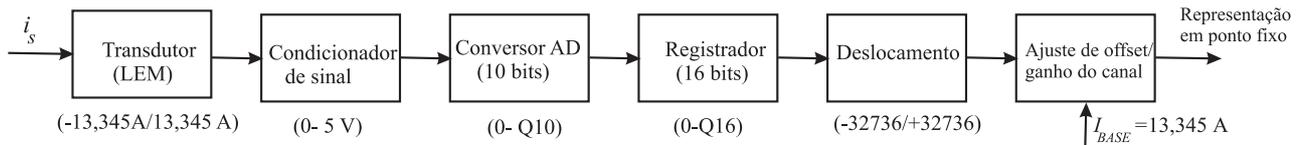


Figura D.10: Diagrama de blocos do sistema de medição de corrente do conversor.

O sensor de corrente é um transdutor de efeito Hall com corrente primária nominal eficaz de 25 A e ganho 1 : 1000. O circuito condicionador de sinal apresenta um filtro passa-baixa de 4a. ordem com frequência de corte em 15 kHz. O DSP SH7047 apresenta um conversor AD interno de 10 bits. Os resultados da conversão são armazenados em registradores de 16 bits.

O fundo de escala do sistema de medição é definido em *hardware* e vale 13,345 A. Este valor corresponde a corrente máxima eficaz suportada pelo conversor. Se o valor da corrente de fase exceder este limite, o sistema de proteção contra sobrecorrente do conversor atua desligando as chaves do conversor. A Figura D.11 ilustra a emulação de uma condição de sobrecorrente e ação do sistema de proteção. A corrente máxima do conversor é usada como valor de base para escalonar as leituras dos canais de corrente. Isto significa que a informação da posição espacial da saliência, contida no vetor corrente de alta frequência ( $i_{sdqh}^s$ ) será representada pelos 3 bits menos significativos do conversor A/D.

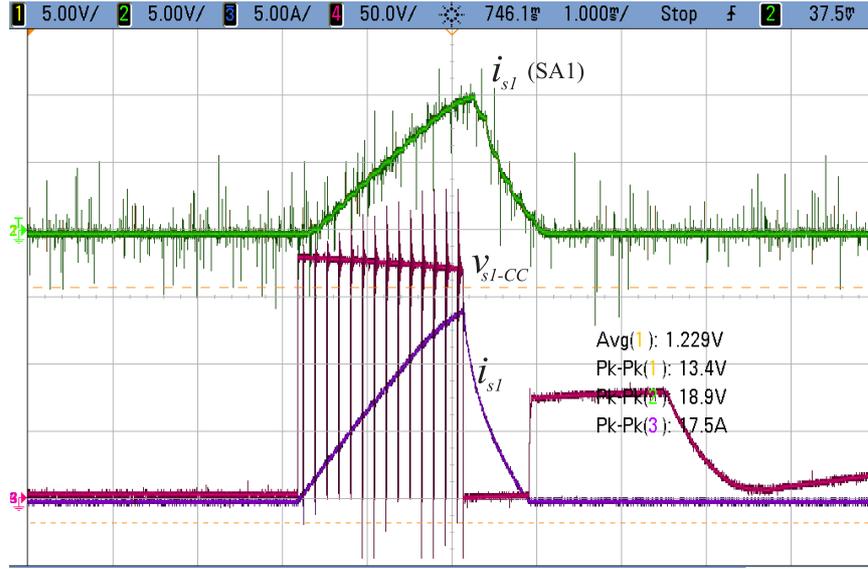


Figura D.11: Teste do fundo de escala do sistema de medição de corrente: corrente de fase ( $i_{s1}$ ), leitura de  $i_{s1}(i_{s1}(SA1))$ , tensão de polo  $v_{s1-CC}$ .

## D.4 Conversor de tensão

### Distorção da tensão de alta frequência gerada

As estratégias de estimação de posição em baixa velocidade baseadas na injeção de sinal de tensão podem apresentar uma distorção ou variação do sinal aplicado. Essa distorção pode ser provocada pela forma de geração do sinal PWM, pela ação indevida do controlador de corrente ou ainda ser uma característica do próprio conversor (García et al., 2007). Essa distorção ocorre na componente de sequência negativa ( $-\omega_h$ ) a qual pode ser modelada por:

$$v_{sdqh}^s = V_h e^{j\omega_h t} + \Delta V_h e^{j(-\omega_h + \Delta\omega)t} \quad (D.3)$$

Na expressão acima, o termo  $\Delta\omega$  representa uma pequena variação de frequência em torno da frequência  $\omega_h$ . O efeito de uma distorção de tensão no estimador de posição rotórica pode ser avaliado verificando-se o sinal obtido pelo esquema de demodulação nessas condições. A corrente de alta frequência gerada  $i_{sdqh}^s$  é dada por:

$$i_{sdqh}^s = -jI_{hp} e^{j\omega_h t} - jI_{hn} e^{j(-\omega_h + 2\omega_r)t} - j\Delta I_{hp} e^{j(-\omega_h + \Delta\omega)t} - j\Delta I_{hn} e^{j(-\omega_h + \Delta\omega)t + 2\omega_r t} \quad (D.4)$$

Fazendo a transformação para o referencial síncrono positivo, temos:

$$i_{sdqh}^{1p} = (-jI_{hp} - jI_{hn} e^{j(-2\omega_h + 2\omega_r)t} - j\Delta I_{hp} e^{j(-2\omega_h + \Delta\omega)t} - j\Delta I_{hn} e^{j(-2\omega_h + \Delta\omega)t + 2\omega_r t}) \quad (D.5)$$

Após a extração do componente CC através de um filtro passa-altas, o sinal resultante é transformado para o referencial síncrono de sequência negativa, logo, pode-se escrever a componente de sequência negativa como:

$$i_{sdqh}^n = -jI_{hn}e^{j2\omega_r t} - j\Delta I_{hp}e^{j\Delta\omega t} - j\Delta I_{hn}e^{j(\Delta\omega+2\omega_r)t} \quad (D.6)$$

onde:

$$\Delta I_{hp} = \frac{\Delta V_h}{\omega_h - \Delta\omega} \frac{\Sigma L_{\sigma s}}{\Sigma L_{\sigma s}^2 - \Delta L_{\sigma s}^2} \quad (D.7)$$

$$\Delta I_{hn} = \frac{\Delta V_h}{\omega_h - \Delta\omega} \frac{\Delta L_{\sigma s}}{\Sigma L_{\sigma s}^2 - \Delta L_{\sigma s}^2} \quad (D.8)$$

$$I_{hp} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{\Sigma L_{\sigma s}}{\Sigma L_{\sigma s}^2 - \Delta L_{\sigma s}^2} \quad (D.9)$$

$$I_{hn} = \frac{V_h}{\omega_h} \frac{\Delta L_{\sigma s}}{\Sigma L_{\sigma s}^2 - \Delta L_{\sigma s}^2} \quad (D.10)$$

Em relação a (D.6), assumindo que  $\Delta\omega \approx 0$ , o sinal  $i_{sdqh}^n$  apresenta um nível CC, isto é,  $i_{sdqh}^n = -jI_{hn}e^{j2\omega_r t} + (-j\Delta I_{hp} - j\Delta I_{hn})$ , como  $\Delta I_{hn} \ll \Delta I_{hp}$ , tem-se:

$$i_{sdqh}^n \approx -jI_{hn}e^{j2\omega_r t} - j\Delta I_{hp} \quad (D.11)$$

Este nível CC deve ser desacoplado (compensado) antes de aplicar o sinal  $i_{sdqh}^n$  ao estimador de posição rotórica (Degner e Lorenz, 1998). O *offset* presente no sinal de sequência negativa provoca a redução do desempenho do estimador de posição, produzindo ondulações na posição estimada e atraso em relação a posição rotórica  $\theta_r$ .

### Tensão de barramento CC

A tensão de barramento do conversor é obtida a partir da retificação da tensão da rede. Eventuais oscilações na tensão de barramento ocorrem em 6 vezes a frequência da rede e provocam a distorção da tensão de alta frequência (Ribeiro, 2004). Essa distorção produz termos adicionais na componente de sequência negativa que provocam a distorção do sinal usado no observador de posição.

Dessa forma, foi verificado o perfil da tensão de barramento do conversor durante a injeção de sinal para o acionamento com controle de velocidade. O resultado do teste é apresentado na Fig. D.12. No ensaio a tensão de barramento é 150 V, a frequência de operação é

11 Hz (165 rpm). A tensão de alta frequência tem magnitude 35 V e frequência de 446,43 Hz. Observando a figura, verifica-se que durante a operação não se verifica oscilações ou variações da tensão de barramento. Portanto, pode-se afirmar que a tensão de barramento não varia e não causa distorções na tensão de alta frequência gerada, conseqüentemente, não produz distorções na posição estimada pelo observador de posição.

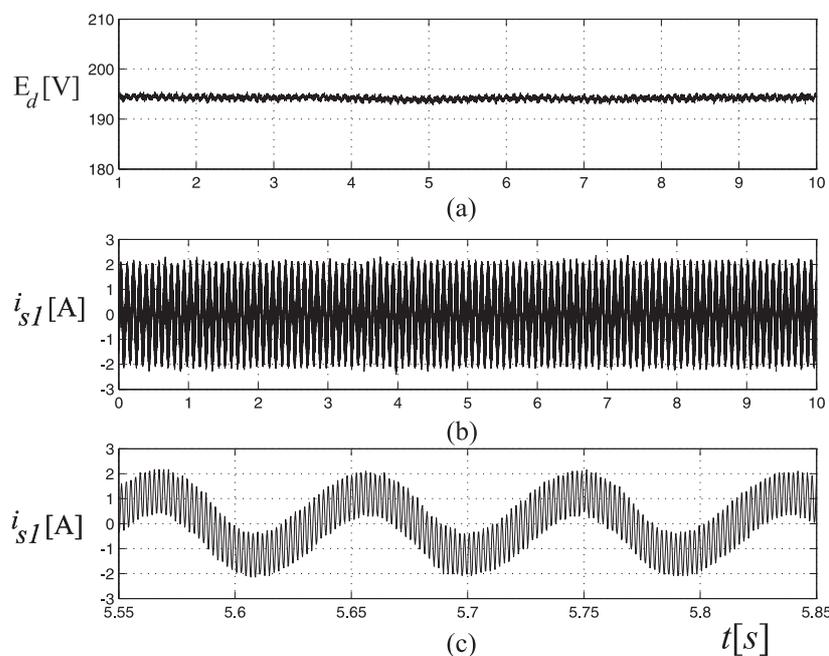


Figura D.12: Tensão de barramento ( $E_d$ ) do conversor para um controle de velocidade com injeção de tensão de alta frequência, velocidade de referência de 165 rpm:(a) tensão de barramento, (b) corrente de fase  $i_{s1}$ , (c) detalhe da corrente  $i_{s1}$ .

### Tempo-morto do inversor

O tempo morto do inversor é implementado em *software* pelo processador Renesas. O tempo morto é inserido durante a geração dos sinais de comando das chaves do inversor. O tempo morto do sistema é configurado para  $2,5 \mu\text{s}$ , o qual não pode ser modificado pelo usuário.

A Figura D.13 exibe os sinais de comandos das chaves do braço 1 do inversor (PWM-1p, PWM-1n), a corrente da fase 1 ( $i_{s1}$ ) e a tensão de polo da fase 1 ( $v_{s1-CC}$ ) medida em relação ao potencial negativo do barramento CC. O tempo morto foi compensado através da implementação da técnica de compensação escalar dos pulsos de comando das chaves (Oliveira, 2003).

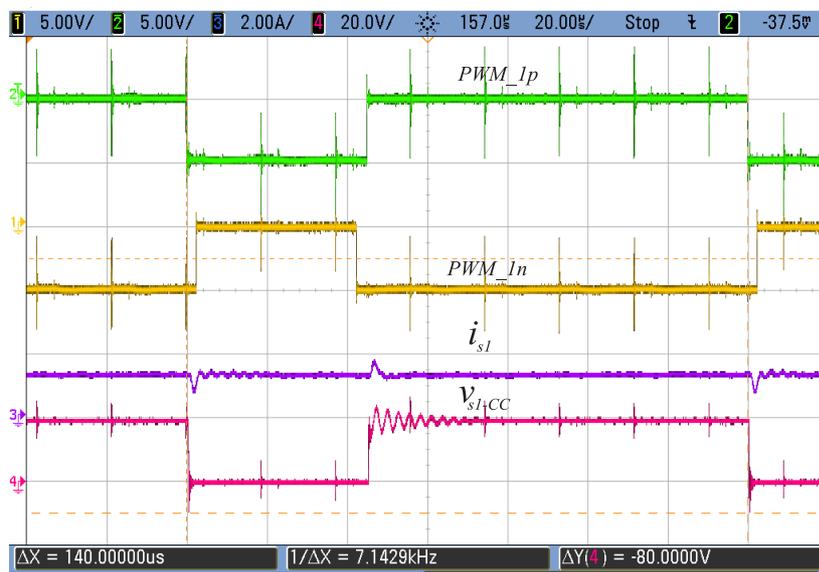


Figura D.13: Perfil dos sinais de comando das chaves do inversor, geração do tempo morto do inversor: sinais de comando do braço 1 ( $PWM_{1p}$ ,  $PWM_{1n}$ ), corrente  $i_{s1}$ , tensão de polo  $v_{s1-CC}$ .