

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**DETECÇÃO DE ANOMALIAS
EM CARGAS ROTATIVAS
UTILIZANDO O MOTOR DE
INDUÇÃO COMO
ESTIMADOR DE
CONJUGADO**

Marcelo Martins Stopa

Doutorando

Tese submetida à banca examinadora designada pelo colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Braz de Jesus Cardoso Filho, Ph.D

Setembro de 2011.

À Luciana e à nossa adorável Giovanna,
presente de Deus em nossas vidas.

Agradecimentos

A realização deste trabalho só foi possível graças ao apoio, incentivo e colaboração recebidos de diversas pessoas e entidades aos quais sou imensamente grato. Antecipadamente, peço desculpas àqueles(as) que, por falha de memória não estão citados(as) abaixo.

À Deus por ter me dado essa grande oportunidade de aprendizado e crescimento pessoal e profissional.

Ao Prof. Braz, não só pela competência demonstrada na orientação deste trabalho, mas pelo incentivo, amizade e sobretudo, por me fazer, novamente, acreditar que era possível. Conviver contigo tem sido um aprendizado constante. Obrigado por não ter deixado de acreditar em mim.

Ao Prof. Carlos Barreira Martinez pela acolhida no CPH, apoio e incentivo na realização deste trabalho e principalmente, pela amizade e generosidade. Aos professores Edna M. F. Viana, Antônio Carlos de Andrade e Marco Túlio C. Faria e aos funcionários Vicente, Geraldo e Paulinho, todos do CPH/UFMG, pela presteza e suporte na realização da parte experimental.

Ao professor Flávio Vasconcelos pelas discussões acaloradas e contribuições dadas. Aos professores Renato Lyra e Paulo Fernando Seixas e ao colega Marlon Gouvea pelas importantes sugestões e revisões feitas por ocasião do exame de qualificação. Ao professor Walmir Matos Caminhas por ter, juntamente com o Prof. Paulo Fernando Seixas, me acolhido no início do doutorado.

Aos amigos do CEFET/MG, especialmente, Alex-Sander, Anderson Vagner, Eduardo Coppoli, Geralda, Júlio, Márcio Matias, Tarcísio e Patrícia. Aos amigos Anísio Braga e Giovani Guimarães pela amizade, incentivo e contribuições dadas no decorrer deste trabalho.

Aos amigos do PPGEE/UFMG e do LAI/UFMG, Alessandro F. Moreira, Hélder de Paula, Ademir Nied, Camila Elias, Carla C. M. Cunha, Cássia Regina S. Nunes, Lane Maria R. Baccarini, Clodualdo, Gleisson J. França, Filipe Dias, Leonardo Adolpho, Manoel Eustáquio, Igor, André Saraiva, Leonardo Müller, Mara Cristina S. Coelho e

Sidelmo M. Silva. Em especial aos alunos Bruno L. O. Lage e Luiz Melk pelo suporte na realização da parte experimental.

Às funcionárias do DEE/UFMG e do PPGEE/UFMG, Fernanda, Letícia, Anete e Arlete.

Aos meus sogros Zezé e Geraldo pelo apoio a mim dado e pelo carinho e cuidados dispensados à nossa filha, principalmente, nos momentos cruciais.

À minha esposa Luciana e nossa filha Giovanna pelo incentivo, carinho e compreensão dos momentos em que necessitei estar ausente. A parceria de vocês, especialmente nessa reta final, foi decisiva para a conclusão deste trabalho. Amo vocês!

Aos meus pais, Laércio e Wanda, pelo apoio incondicional e pelo exemplo de doação e comprometimento. Aos meus estimados irmãos Vânia, Armando, Marina, Flávia, Marisa, Marília e Letícia. Vocês são minha “grande família”.

Ao CEFET/MG e ao Departamento de Engenharia Elétrica pela concessão de afastamento das atividades acadêmicas para a realização deste trabalho.

À Weg Automação pela gentileza de ter cedido vários equipamentos utilizados neste trabalho.

À Eletrobras pelo suporte financeiro concedido através do projeto de implantação do LENS/CPH para a realização da montagem hidráulica.

Ao LAI/UFMG, Laboratório de Aplicações Industriais, pela disponibilização da infra-estrutura necessária à realização deste trabalho.

Resumo

À medida que os processos industriais vêm se desenvolvendo, a interação entre sistemas e subsistemas que o compõe vêm se tornando cada vez mais intensa. Como cada um desses subsistemas está sujeito a mau funcionamento e falhas, tornar a operação desses processos confiável e segura é um desafio que tem envolvido cada vez mais engenheiros e especialistas. Como parte desses subsistemas, as cargas mecânicas rotativas, sobretudo aquelas acionadas por motores elétricos de indução, exercem papel fundamental. Manter essas cargas em pleno funcionamento e livre de falhas requer o uso de sistemas de detecção de faltas e monitoração da condição. Por razões de ordem econômica e de segurança, métodos de detecção de faltas e monitoração da condição que dispensem a instalação de sensores na carga mecânica são de grande interesse. Visando dar uma contribuição ao atendimento da demanda por métodos dessa natureza, desenvolve-se neste trabalho uma ferramenta de auxílio à detecção de faltas que utiliza o conjugado de carga como variável de indicação. A avaliação dos “sintomas” mais comuns relacionados a faltas e desgastes em cargas mecânicas rotativas e um estudo do motor de indução sob a ótica de transdutor da própria carga por ele acionada precede esse desenvolvimento. A ferramenta de auxílio à detecção de faltas proposta é validada através de simulações e, experimentalmente, em um emulador de cargas mecânicas rotativas e em um sistema de bombeamento de água.

Abstract

The continuous development experienced by industrial processes has led to growing interaction among their component parts. As each part are individually subject to failures and malfunction, making the process operation safe and reliable is a challenge to engineers and technical personal involved. As induction motor is an essential part of the processes subsystems, keep the operation of mechanical load driven by it free of failures is a very important requirement. To do this it is necessary to use condition monitoring and fault detection systems. For economy and safety reasons, fault detection and condition monitoring methods that do not use sensors directly installed on mechanical load are of great interest. In this context, it is proposed in this research work a fault detection aid system based on the mechanical load torque. Two questions are dealt with before: (i) the characterization of typical faults on mechanical loads and (ii) a study on the induction motor acting as an input transducer. The proposed fault detection aid system is validated on laboratory experiments using a load emulator and a water pumping system.

Lista de Símbolos

B	Coefficiente de atrito viscoso (Nms)
B_{de}	Densidade de fluxo associada à excentricidade dinâmica
C_B	Fator de amortecimento
f_e	Frequência da tensão de alimentação (Hz)
f_o	Frequência de oscilação do conjugado de carga (Hz)
f_r	Velocidade angular de rotor (Hz)
H	Carga da bomba (m)
h	Momento de Inércia em valores por unidade
h_s	Altura de sucção da bomba (m)
I_{sal}	Fasor Corrente de Estator - Banda lateral esquerda (A)
I_{sar}	Fasor Corrente de Estator - Banda lateral direita (A)
$I_1(t)$	Componente fundamental da corrente de uma das fases de estator (amplitude) (A)
$I_{sdo}(t)$	Componente de Corrente de eixo direto (ponto de operação) (A)
$I_{sqo}(t)$	Componente de Corrente de eixo em quadratura (ponto de operação) (A)
$i_{am}(t)$	Corrente de uma das fases de estator modulada em amplitude (valor instantâneo) (A)
$i_s(t)$	Corrente de uma das fases de estator (valor instantâneo) (A)
$i_{sa}(t)$	Corrente de estator fase a (valor instantâneo) (A)
$i_{sal}(t)$	Corrente de Estator - Banda lateral esquerda (A)
$i_{sar}(t)$	Corrente de Estator - Banda lateral direita (A)
$i_{sb}(t)$	Corrente de estator fase b (valor instantâneo) (A)
$i_{sc}(t)$	Corrente de estator fase c (valor instantâneo) (A)
$i_{sd}(t)$	Componente de Corrente de eixo direto (valor instantâneo) (A)
$i_{so}(t)$	Corrente de uma das fases de estator no ponto de operação (A)
$i_{sq}(t)$	Componente de Corrente de eixo em quadratura (valor instantâneo) (A)
\mathbf{I}_s	Corrente de uma das fases de estator (circuito equivalente por fase) (fasor) (A)
\mathbf{i}_s	Fasor espacial Corrente de estator (A)
\mathbf{i}_r	Fasor espacial Corrente de rotor (A)
$\mathbf{i}_s(t)$	Corrente de estator (fasor espacial) (A)

J	Momento de inércia (kg m^2)
\hat{J}	Momento de inércia estimado (kg m^2)
J_a	Ganho de aceleração
k	Inclinação da característica conjugado versus velocidade do motor de indução na região linear (Nms)
K_B	Constante de rigidez
k_m	Constante de conjugado de mola (Nm)
k_ϕ	Constante de conjugado (Nm/A)
L_{ls}	Indutância de dispersão de estator (H).
L_{lr}	Indutância de dispersão de rotor referida ao estator (H).
L_m	Indutância de magnetização (H)
L_r	Indutância própria de rotor (H)
L_s	Indutância própria de estator (H)
m	Massa do rotor (kg)
P	Número de pólos
p	Operador derivada; operador de Laplace
Q	Vazão (m^3/h)
$p_e(t)$	Potência elétrica (W)
P_{eo}	Potência eletromagnética no ponto de operação (W)
R_a	Ganho proporcional
R_s	Resistência de estator (ω)
R_r	Resistência de rotor referida ao estator(ω)
s	Escorregamento
s_o	Escorregamento no ponto de operação
s_p	Escorregamento de conjugado máximo (“pull-out slip”)
T	Valor médio do conjugado de carga (Nm)
T_{atrito}	Conjugado de atrito (Nm)
T_{av}	Conjugado de atrito e ventilação (Nm)
T_e	Conjugado eletromagnético (Nm)
T_{eo}	Conjugado eletromagnético médio no ponto de operação (Nm)
T_L	Conjugado de carga (Nm)
T_{Lo}	Conjugado de carga médio no ponto de operação (Nm)
T_{mola}	Conjugado de mola (Nm)
T_p	Conjugado Máximo (“pull-out torque”) (Nm)
t	Tempo (s)
V_s	Tensão de fase de estator (circuito equivalente por fase) (V)
$v_{sa}(t)$	Tensão de estator ou de alimentação fase a (valor instantâneo) (V)

$v_{sb}(t)$	Tensão de estator ou de alimentação fase b (valor instantâneo) (V)
$v_{sc}(t)$	Tensão de estator ou de alimentação fase c (valor instantâneo) (V)
$\mathbf{v}_s(t)$	Tensão de estator ou de alimentação (fasor espacial) (V)
X_{ls}	Reatância de dispersão de estator (H).
X_{lr}	Reatância de dispersão de rotor referida ao estator (H).
X_m	Reatância de magnetização (H)
X_s	Reatância própria de estator (H)
X_r	Reatância própria de rotor (H)
α	Índice de modulação. Proporcional ao nível de excentricidade, δ_d , do rotor
α	Constante de proporcionalidade utilizada para expressar a relação entre a componente oscilatória e o valor médio do conjugado de carga (Nm)
α_t	Coefficiente térmico
θ_r	Posição angular do eixo de rotor (rad)
$\hat{\theta}_r$	Posição angular do eixo de rotor estimada (rad)
θ_c	Posição angular do eixo da carga (rad)
θ_e	Posição angular do fluxo de estator (rad)
$\phi(t)$	Fluxo de estator
Φ_s	Fluxo de estator (amplitude)
ϕ_s	Ângulo de fase do fluxo de estator (rad)
φ_t	Ângulo de fase inicial da densidade de fluxo B_{de}
δ_d	Grau de excentricidade dinâmica (varia entre 0 e 1)
$\Delta I_s(t)$	Corrente de uma das fases de estator (amplitude) (A)
$\delta \mathbf{i}_s(t)$	Varição de corrente de de estator (fasor espacial) (modelo de pequenos sinais) (A)
Δi_{sal}	Fasor variação de corrente - Banda lateral esquerda
Δi_{sar}	Fasor variação de corrente - Banda lateral direita
$\delta \mathbf{i}_s$	Fasor espacial variação de corrente (modelo de pequenos sinais) (Nm)
$\delta \mathbf{i}_s(t)$	Varição de Corrente de estator (fasor espacial) (A)
$\Delta \mathbf{I}_{sn}$	Fasor variação de corrente de estator de sequência negativa
$\Delta \mathbf{I}_{sd}$	Fasor variação de corrente de eixo direto (modelo de pequenos sinais)
$\Delta \mathbf{I}_{sp}$	Fasor variação de corrente de estator de sequência positiva
$\Delta \mathbf{I}_{sq}$	Fasor variação de corrente de eixo em quadratura (modelo de pequenos sinais)
$\Delta \mathbf{s}$	Fasor variação de escorregamento (modelo de pequenos sinais)
δT_e	Varição de conjugado eletromagnético (modelo de pequenos sinais) (Nm)
δT_L	Varição de conjugado de carga (modelo de pequenos sinais) (Nm)
ΔT_L	Fasor variação de conjugado de carga (modelo de pequenos sinais) (Nm)

λ_r	Enlace de fluxo de rotor
λ_s	Enlace de fluxo de estator
λ_s	Fasor espacial enlace de fluxo de estator (A)
λ_r	Fasor espacial enlace de fluxo de rotor (A)
τ_e	Constante de tempo de estator (s)
τ_r	Constante de tempo de rotor (s)
Ω	Frequência em valores por unidade (rad)
ω_e	Frequência da tensão de alimentação (rad/s)
ω_r	Velocidade angular de rotor (rad/s)
ω_o	Frequência de oscilação do conjugado de carga (rad/s)
$\hat{\omega}_r$	Velocidade angular de rotor estimada (rad/s)
ω_{ro}	Velocidade angular de rotor em um ponto de operação (rad/s)
ω_s	Velocidade angular síncrona (rad/s)

Lista de Figuras

2.1	Esforços no eixo produzidos por faltas em cargas mecânicas rotativas. Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).	9
2.2	Tipos de órbita de movimento (“shaft whirl”) descritas por um rotor rígido simétrico. Fonte: (Vance 1988).	13
2.3	Componentes de conjugado no acoplamento entre dois eixos com desalinhamiento. Adaptada de (Xu e Marangoni 1994).	13
2.4	Estrutura funcional dos métodos de detecção e diagnóstico de faltas em cargas mecânicas rotativas. Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).	14
2.5	Componentes ortogonais da força de usinagem em uma ferramenta de corte utilizada em processos de torneamento (Dimla 2000).	18
2.6	Rotor rígido apoiado sobre rolamentos flexíveis. O índice “B” se refere ao rolamento (“Bearing”). Reproduzida a partir de (Vance 1988).	21
2.7	Representação da vibração torcional em dois rotores acoplados.	21
2.8	Transmissão de esforços através de uma estrutura intermediária. Adaptada de (Nepomuceno 1985).	23
3.1	Comparação das Funções Atuadora e Transdutora do Motor de Indução. Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).	38
3.2	Instrumento de Bobina Móvel e Ímã Permanente. Fonte: (Medeiros Filho 1986).	40
3.3	Motor de Indução como transdutor de conjugado (valor médio). Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).	44
3.4	Relações Saída versus Entrada para (a) um motor de indução de 3 hp e (b) um motor de 500 hp	46
3.5	Influência de variações na amplitude da tensão na relação conjugado de carga versus corrente de estator para um motor de 3 hp (gráficos à esquerda) e outro de 500 hp (gráficos à direita).	49
3.6	Representação gráfica dos fasores espaciais de corrente	65
3.7	Comparação das respostas em frequência de dois motores de potências diferentes, mas com ganhos adimensionais e escorregamento de conjugado máximo próximos: (a) Componente de eixo em quadratura e (b) Componente de eixo direto.	70

3.8	Comparação das respostas em frequência de dois motores de potências diferentes, mas com ganhos adimensionais e escorregamento de conjugado máximo próximos: Escorregamento (ou velocidade angular). . . .	70
3.9	Correntes de estator de (a) eixo em quadratura e (b) eixo direto. Resposta em frequência para uma excitação de conjugado de carga senoidal igual a 5% do conjugado nominal em um motor de indução de 15 hp. As figuras superiores correspondem, respectivamente, às funções de transferência (3.34) (figura da esquerda) e (3.35) (figura da direita), enquanto que as figuras de baixo correspondem ao modelo dinâmico de 5ª ordem.	71
3.10	Influência de um aumento de 50% na inércia sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de eixo em quadratura e (b) Componente de eixo direto.	74
3.11	Influência de um aumento de 50% na inércia sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de sequencia negativa (banda lateral esquerda) e (b) Componente de sequencia positiva (banda lateral direita).	75
3.12	Influência de um aumento de 50% na inércia sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Ganho e (b) Fase do sinal de escorregamento.	76
3.13	Influência de um aumento de 50% na resistência do rotor (em relação ao motor desaquecido) sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de eixo em quadratura e (b) Componente de eixo direto.	77
3.14	Influência de um aumento de 50% na resistência do rotor (em relação ao motor desaquecido) sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de sequencia negativa (banda lateral esquerda) e (b) Componente de sequencia positiva (banda lateral direita).	78
3.15	Influência de um aumento de 50% na resistência do rotor (em relação ao motor desaquecido) sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Ganho e (b) Fase do sinal de escorregamento.	79
3.16	Influência de uma queda de 10% na tensão de alimentação sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de eixo em quadratura e (b) Componente de eixo direto.	80
3.17	Influência de uma queda de 10% na tensão de alimentação sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Ganho e (b) Fase do sinal de escorregamento.	81
3.18	Representação do motor de indução em sistema de eixos síncrono com o enlace de fluxo de rotor: (a) canal de eixo direto (b) canal de eixo em quadratura.	86
3.19	Malhas típicas de controle de fluxo (a) e de conjugado (b) em um acionamento com motor de indução.	87
3.20	Esquema de controle de velocidade típico	89
3.21	Esquema da bancada dinamométrica utilizada nos ensaios. Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).	92
3.22	Exemplo de tela do instrumento virtual construído para monitoração da bancada e análise dos sinais. Em destaque, oscilogramas das correntes (esquerda) e tensões de linha (direita) do motor.	93

3.23	Exemplo de tela do instrumento virtual construído para monitoração da bancada e análise dos sinais. Em destaque, os espectros de frequências da corrente da fase A (esquerda) e da tensão v_{ab} (direita) do motor.	94
3.24	Resposta em frequência para uma excitação de conjugado de carga igual a 10% do conjugado nominal para um motor de indução de 10 cv, 4 pólos: (a) Componentes de eixo em quadratura e direto da corrente e (b) Bandas laterais da corrente de fase.	95
3.25	Resposta em frequência para uma excitação de conjugado de carga igual a 20% do conjugado nominal para um motor de indução de 10 cv, 4 pólos: (a) Componentes de eixo em quadratura e direto da corrente e (b) Bandas laterais da corrente de fase.	96
4.1	Analisador da Assinatura do Conjugado de Carga (“Load Torque Signature Analyzer”). Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).	100
4.2	Modelo em tempo contínuo do observador de posição/velocidade angular do tipo Luenberger.	102
4.3	Estimador de Conjugado Eletromagnético baseado no enlace de fluxo de estator	106
4.4	Sinais de conjugado de carga (abaixo) e eletromagnético (acima) estimados: (a) Resposta ao degrau de Conjugado (b) Resposta à excitação senoidal de aproximadamente 29 Hz (frequência igual à de rotação do motor).	108
4.5	Sinal de posição angular estimado: (a) Resposta ao degrau de Conjugado (b) Resposta à excitação senoidal de aproximadamente 29 Hz (frequência igual à de rotação do motor).	108
4.6	Sinal de velocidade angular estimado: (a) Resposta ao degrau de Conjugado (b) Resposta à excitação senoidal de aproximadamente 29 Hz (frequência igual à de rotação do motor).	109
4.7	Observador de Posição/Velocidade: Diagrama de Migração de pólos-zeros do sinal estimado de posição angular para diferentes valores de J	110
4.8	Observador de Posição/Velocidade: Diagrama de Bode do sinal estimado de posição angular para diferentes valores de J	111
4.9	Influência de erros no momento de inércia sobre o conjugado de carga estimado.	112
4.10	Resultados de Simulação: Influência de desbalanceamentos na tensão de alimentação nos conjugados de carga (abaixo) e eletromagnético (acima) estimados.	115
4.11	Resultados de Simulação: Efeito de uma componente de tensão de 5 ^o harmônico de amplitude igual a 5% no conjugado de carga estimado	116
4.12	Resultados de Simulação: Harmônicos produzidos por inversores de frequência no conjugado de carga estimado.	117
4.13	Resultados de simulação: Oscilações produzidas no conjugado por “offset” de 0, 5% na tensão v_{ab}	118

4.14	Resultados de Simulação: Oscilações produzidas no conjugado por um desvio de 0,5% no ganho do sensor da tensão v_{ab}	119
4.15	Resultados de Simulação: Ruídos no conjugado de carga provocados pelo erro de quantização do encoder.	120
4.16	Resultados de Simulação: Espectro de frequência do sinal de conjugado de carga ilustrando o impacto de erros de quantização do encoder.	121
4.17	Resultados de Simulação: Comparação LTSA <i>versus</i> MCSA.	122
4.18	Resultados Experimentais: Espectro de Frequências dos sinais de corrente de estator (fase A) e de conjugado de carga estimado.	124
4.19	Resultados Experimentais: Comparação LTSA <i>versus</i> MCSA.	124
5.1	Erosão do impelidor e da carcaça de uma bomba centrífuga causada por operação em cavitação. Adaptada de (Sahdev 2005b).	129
5.2	Deterioração do desempenho hidráulico de uma bomba em face do fenômeno de cavitação. Adaptada de (Mattos e Falco 1998).	129
5.3	Aspecto típico das curvas $H \times \sigma$ em um teste de cavitação para três vazões diferentes.	132
5.4	Esquema do sistema de bombeamento utilizado nos testes de cavitação.	136
5.5	Tela principal do Instrumento Virtual construído para monitoração do sistema de bombeamento utilizado para realizar os ensaios de cavitação.	137
5.6	Sinais de carga e vazão no tempo para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).	139
5.7	Espectro de frequências dos sinais de pressão de sucção e pressão de recalque para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).	141
5.8	Sinais estimados de conjugado de carga e de velocidade angular no tempo para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).	142
5.9	Espectro de frequências dos sinais estimados de conjugado de carga e velocidade angular para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).	143
5.10	Espectro de frequências dos sinais de vibração nas direções radial e tangencial para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).	144
5.11	Espectro de frequências dos sinais de corrente de estator e tensão de estator para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).	146
5.12	Evolução da Pressão de Recalque durante o processo de saída da cavitação.	147
5.13	Evolução da Pressão de Sucção durante o processo de saída da cavitação.	147
5.14	Evolução do sinal de Vibração na direção tangencial à circunferência da bomba durante o processo de saída da cavitação.	148
5.15	Evolução do sinal de Vibração na direção do raio da circunferência da bomba durante o processo de saída da cavitação.	149
5.16	Evolução do sinal de Conjugado de Carga Estimado durante o processo de saída da cavitação.	149

5.17	Evolução do sinal de Velocidade Angular Estimada durante o processo de saída da cavitação.	150
5.18	Comparação entre os sinais de Pressão de Recalque, Vibração e Conjugado de Carga durante o processo de saída da cavitação.	151
A.1	Foto da caixa contendo o hardware de condicionamento de sinais utilizado na monitoração das bancadas.	158
A.2	Condicionamento dos sinais de saída dos sensores incluindo a proteção contra sobretensões na placa de aquisição de dados.	159
A.3	Esquemático da PCI de condicionamento de sinais de corrente.	160
A.4	Diagrama funcional do circuito de condicionamento dos sinais do encoder incremental.	161
A.5	Esquemático da PCI de condicionamento dos sinais do encoder incremental.	161

Lista de Tabelas

2.1	Tipos de faltas em cargas mecânicas rotativas e suas frequências características de vibração. Adaptado de (Nepomuceno 1985).	26
3.1	Parâmetros dos Motores de Indução Simulados (Krause 1986).	45
3.2	Comp. de incerteza no cálculo do conjugado de carga: relação $T_L \times s$	54
3.3	Comp. de incerteza no cálculo do conjugado de carga: relação $T_L \times I_s$	56
3.4	Parâmetros de dois motores de potências diferentes com ganhos adimensionais A próximos.	69
3.5	Componentes $u'_i s$ das expressões de incerteza de medição para as diversas variáveis de indicação. Os valores foram definidos para duas frequências de excitação e duas situações de medição: (i) medição apenas da amplitude da variável de indicação e (ii) medição da amplitude, da frequência e do escorregamento. Os valores se referem ao motor exemplo de 15 hp.	82
3.6	Coefficientes de Sensibilidade $a'_i s$ das expressões de incerteza de medição para as diversas variáveis de indicação. Os valores foram calculados para um sinal de conjugado de carga senoidal de frequência igual a 1 Hz (dentro da faixa de passagem do motor) aplicado ao motor exemplo de 15 hp.	83
3.7	Coefficientes de Sensibilidade $a'_i s$ das expressões de incerteza de medição para as diversas variáveis de indicação. Os valores foram calculados para um sinal de conjugado de carga senoidal de frequência igual a 58,5 Hz (frequência acima da faixa de passagem do motor) aplicado ao motor exemplo de 15 hp.	83
3.8	Incerteza total no conjugado de carga ΔT_L obtido a partir das diversas variáveis de indicação. Os valores foram calculados para duas condições de incerteza – (i) Medição apenas da amplitude da variável de indicação e (ii) medição da amplitude – e duas frequências de excitação diferentes. Os dados se referem ao motor exemplo de 15 hp.	84

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contexto e Relevância	2
1.2	Abordagem Proposta	4
1.3	Objetivos	4
1.4	Contribuições Alcançadas	5
1.5	Estrutura do Texto	6
2	Técnicas de Detecção de Faltas em Cargas Mecânicas Rotativas	8
2.1	Esforços Gerados por Faltas em Cargas Mecânicas Rotativas	9
2.1.1	Esforços Torcionais (Conjugado Atuante na Direção de Rotação)	9
2.1.2	Esforços Transversais (ou Laterais)	11
2.1.3	Esforços Longitudinais (ou Axiais)	12
2.1.4	Esforços Combinados	12
2.2	Estrutura Funcional dos Sistemas de Detecção de Faltas em Cargas Mecânicas Rotativas	14
2.3	Seleção de Sinais a Serem Utilizados na Detecção de Faltas	15
2.4	Detecção de Faltas Através do Sinal de Força	17
2.5	Detecção de Faltas Através do Sinal de Conjugado de Carga	18
2.6	Detecção de Faltas Através de Sinais Relacionados à Vibração	20
2.6.1	Modelos Utilizados para Análise de Vibrações	20
2.6.2	Mobilidade e Impedância Mecânica da estrutura Intermediária	22
2.6.3	Indicadores de Vibração Utilizados para Detecção de Faltas	23
2.7	Detecção de Faltas Através do Sinal de Corrente Elé-trica do Motor de Acionamento	27
2.7.1	Modulação em Amplitude Produzida pelo Conjugado Torcional	28
2.7.2	Modulação em Amplitude Produzida por Excentricidades no Entreferro	31
2.7.3	Comentários Adicionais	33
2.8	Conclusões	33
3	Análise do Motor de Indução como Transdutor de Conjugado	35
3.1	Uma Visão do Motor de Indução sob a Ótica de Transdutor de Entrada	36
3.1.1	Conceito de Transdutor	37
3.1.2	Analogia com um Instrumento de Bobina Móvel	39

3.2	O Motor de Indução como Transdutor de Conjugado em Aplicações de Monitoração da Condição	42
3.2.1	Obtenção das Relações Entrada versus Saída	43
3.2.2	Influência de Variações Paramétricas na Medição	47
3.2.3	Modelagem e Cálculo de Incertezas na Medição do Conjugado de Carga	49
3.3	O Motor de Indução como Transdutor de Conjugado em Aplicações de Detecção de Falhas Periódicas	56
3.3.1	Modelo Linear Equivalente no Domínio do Tempo	57
3.3.2	Modelo Linear Equivalente no Domínio da Frequência	59
3.3.3	Relação entre as Componentes q e d da Corrente e as Bandas Laterais da Corrente de Fase	61
3.3.4	Análise do Modelo Linear Equivalente	65
3.3.5	Validação do Modelo Linear Equivalente	69
3.3.6	Influência de Variações Paramétricas no Desempenho de Métodos de Detecção Baseados em Variáveis do Motor	73
3.3.7	Modelagem e Cálculo de Incertezas na Medição do Conjugado de Carga	76
3.3.8	Análise do Motor de Indução com Controle de Conjugado	84
3.4	Resultados Experimentais	91
3.5	Conclusões	95
4	LTSA (Load Torque Signature Analysis): Uma Ferramenta de Auxílio à Detecção de Falhas em Cargas Mecânicas Rotativas	98
4.1	Ferramenta de Auxílio à Detecção de Falhas em Cargas Mecânicas Rotativas	100
4.2	Estimação do Conjugado de Carga	101
4.2.1	Estimação do Conjugado Eletromagnético	103
4.2.2	Determinação dos Ganhos do Observador	106
4.2.3	Sensibilidade Paramétrica	109
4.2.4	Obtenção de Modelo em Tempo Discreto	112
4.2.5	Aspectos Práticos de Implementação	114
4.3	Análise Comparativa: LTSA versus MCSA	121
4.4	Conclusões	123
5	Estudo de Caso: Detecção Incipiente do Fenômeno de Cavitação em uma Motobomba Centrífuga	126
5.1	Descrição do Fenômeno de Cavitação em Bombas Centrífugas	127
5.1.1	Condições para Ocorrência da Cavitação	128
5.1.2	Ensaio Padronizado para determinação da NPSHR	131
5.2	Técnicas de Detecção Incipiente do Fenômeno de Cavitação	132
5.3	Descrição da Instalação Hidráulica e do Sistema de Monitoração Utilizados nos Testes	135
5.4	Resultados Experimentais	138
5.4.1	Descrição do Ensaio de Cavitação Realizado	138
5.4.2	Cavitação Plena	138

5.4.3	Transição da Cavitação Plena para a Condição Normal	145
5.5	Conclusões	150
6	Conclusões e Proposta de Continuação	153
6.1	Proposta de Continuação	154
A	Descrição do Hardware Utilizado no Condicionamento dos Sinais	157
A.1	Incertezas de Medição Associadas ao Circuito de Condicionamento dos Sinais de Corrente Elétrica	160

Capítulo 1

Introdução

À medida que os processos industriais vêm sendo automatizados aumenta-se a demanda por sistemas de detecção de faltas ¹ e monitoração da condição de cargas mecânicas rotativas. Apesar da relativa confiabilidade dos métodos disponíveis no mercado, percebe-se que há, ainda, uma demanda não atendida plenamente por métodos que se adaptem a algumas das especificidades dos processos industriais. Neste contexto, métodos e ferramentas de auxílio à detecção de faltas e monitoração da condição que dispensem a instalação de sensores na carga mecânica são de grande interesse.

Apesar de estar presente na maioria dos processos industriais, é relativamente recente o uso do motor de indução como transdutor da própria carga por ele acionada, principalmente em aplicações de monitoração da condição e de detecção de faltas. Como abordado neste trabalho, o motor de indução apresenta capacidade inerente de exercer essa função. Entre as vantagens de sua utilização destaca-se a ótima relação custo/benefício decorrente da eliminação da necessidade de se instalar sensores diretamente na carga mecânica. Esta característica é interessante, haja vista que é cada vez mais frequente encontrar cargas instaladas em ambientes de difícil acesso ao operador humano e onde a instalação de sensores é pouco viável. Este é o caso, por exemplo, de bombas submersas.

Acredita-se, portanto, que exista espaço para a proposição de métodos e ferramentas de auxílio à detecção de faltas e monitoração da condição que venham a explorar de maneira adequada a capacidade inerente do motor de indução de desempenhar a função de transdutor da própria carga mecânica por ele acionada. Este é o tema central introduzido neste capítulo. O capítulo se inicia com um detalhamento do contexto em

¹ As palavras “falta” e “anomalia” são utilizadas neste trabalho com o mesmo significado da palavra inglesa “fault”. Ela pode ser empregada para designar tanto degradação (falta mais branda) quanto falhas (falta mais grave que pode ser estrutural ou de projeto).

que este trabalho se justifica e a sua relevância. Em seguida, apresenta-se os objetivos principais, as contribuições alcançadas e a organização do texto.

1.1 Contexto e Relevância

A maioria dos processos industriais se baseia em equipamentos mecânicos, sendo que as cargas mecânicas rotativas acionadas por motores elétricos, foco deste trabalho, representam parcela extremamente significativa do total desses equipamentos. Sendo assim, a ocorrência de faltas neste tipo de carga pode comprometer de maneira decisiva a continuidade do processo.

Além de colocar em risco a segurança das pessoas ligadas à operação e, em alguns casos, provocar danos irreversíveis ao meio ambiente, as perdas econômicas provocadas por eventos relacionados às faltas são bastante significativas. A título de ilustração, pode-se citar o caso da indústria petroquímica americana que sofre um prejuízo anual de cerca de U\$ 20 bilhões com esses eventos ([Venkatasubramanian et al. 2003](#)). Além dos prejuízos relacionados à parada da produção, as faltas em cargas mecânicas contribuem de forma decisiva para a composição dos custos de manutenção. Dependendo do tipo de atividade industrial, os custos de manutenção podem representar cerca de 15% a 30% do custo total dos bens produzidos ([Almeida 1996](#)). Pesquisas como a divulgada em 2003 pela ABRAMAN (Associação Brasileira de Manutenção) mostram que cerca de R\$ 56 bilhões são gastos, anualmente, com manutenção industrial no Brasil, o que corresponde a aproximadamente 5% do PIB. Nos EUA, esses custos chegam a U\$ 200 bilhões por ano, sendo que um terço desse valor é desperdiçado como resultado de manutenção desnecessária ou inadequadamente realizada ([Almeida 1996](#)). Dado que o PIB norte-americano é cerca de sete vezes maior que o PIB brasileiro, constata-se que o Brasil gasta, em termos relativos, o do dobro daquilo que é gasto pelos EUA em manutenção. Acredita-se que, dentre outras, deficiências de planejamento sejam das principais causas para essa baixa eficiência nos gastos.

Buscando reduzir custos, as empresas têm procurado focar seus investimentos relativos à manutenção em técnicas preditivas. A implementação dessas técnicas requer a monitoração do processo com a finalidade de avaliar o estado de desgaste/degradação dos diversos equipamentos e de detectar precocemente faltas. Na iminência de ocorrência de faltas críticas, o sistema supervisorio deve entrar em ação e tomar decisões que venham a evitar a parada total do processo. Na ausência de faltas, o uso de sistemas de monitoração da condição é também importante, pois torna possível a escolha do melhor momento para realização de manutenção e intervenções no processo. Portanto,

a operação do processo de maneira econômica e livre de falhas depende fortemente da confiabilidade das técnicas de detecção de faltas e monitoração da condição utilizadas.

É crescente o número de trabalhos que vêm sendo publicados nos últimos anos a respeito de detecção de faltas e monitoração da condição de máquinas rotativas, o que mostra o interesse no assunto. Entretanto, quando se trata de publicações especializadas em engenharia elétrica, a maioria dos trabalhos tem se concentrado na detecção de faltas em motores elétricos, principalmente aquelas direcionadas a assimetrias de rotor (Habetler et al. 2002), (Cunha et al. 2005), (Cunha e Cardoso Filho 2003), (Baccarini 2005). Embora o estudo de faltas em motores elétricos seja um tópico bastante relevante, consultas feitas por este autor junto ao pessoal ligado à manutenção industrial permitiram constatar que o percentual de faltas em cargas mecânicas rotativas é, ainda, maior. Daí a necessidade de se realizar mais trabalhos direcionados a esse tipo de carga. As faltas de natureza mecânica mais abordadas têm sido aquelas relacionadas aos problemas de desbalanceamento, desalinhamento (Baccarini 2005) e rolamentos defeituosos (Habetler et al. 2002). Percebe-se, portanto, que há uma carência de estudos que venham a complementar os já existentes, propondo novas ferramentas de auxílio à detecção de faltas e expandindo o universo de aplicação das técnicas existentes.

Quanto à utilização do motor de indução como transdutor da própria carga mecânica para fins de monitoração da condição e detecção de faltas, percebe-se na literatura que, raramente, o uso é feito de maneira consciente. A maioria dos trabalhos consultados relaciona faltas e desgastes/degradação na carga mecânica diretamente com a variável de indicação (quase sempre a corrente elétrica). Esse tratamento é inadequado pois, ignora o papel do motor como um transdutor que possui características específicas de faixa passante, linearidade, sensibilidade e outros parâmetros que podem levar a resultados diferentes dos esperados. Uma alternativa mais precisa seria relacionar, primeiramente, a falta na carga mecânica com o conjugado desenvolvido por ela e, após levantamento das características transdutoras do motor, estabelecer uma relação entre essa falta e a variável de indicação que leve em conta essas características.

Portanto, nota-se uma carência de estudos mais abrangentes a respeito do uso do motor como transdutor de conjugado para uso específico em aplicações de detecção de faltas e monitoração da condição.

1.2 Abordagem Proposta

A abordagem seguida neste trabalho parte do princípio de que a máquina de indução, mesmo quando utilizada como dispositivo de atuação, tem capacidade inerente de exercer a função de transdutor de entrada. Como tal, ela converte as variações do sinal de conjugado de carga (incluindo componentes não-axiais), em variações em outros sinais como a corrente elétrica, o conjugado eletromagnético e a velocidade. Em uma parcela significativa de casos, a componente axial do vetor conjugado é uma das variáveis que carregam maior quantidade de informações a respeito da condição da carga e da existência de faltas. Sendo assim, propõe-se neste trabalho o seu uso como variável de auxílio à detecção de faltas e à monitoração da condição. A partir do processamento dos sinais fornecidos por sensores convencionais instalados na máquina de indução, esta variável é reconstituída e, em seguida, analisada nos domínios do tempo e da frequência. Utilizando-se conhecimento prévio a respeito dos sintomas relacionados às faltas na carga mecânica rotativa pode-se apurar a sua causa.

Uma das vantagens dessa abordagem é que ela requer a utilização apenas de sensores de baixo custo normalmente já instalados no motor ou no painel de comando. Dessa forma, é possível dispensar a instalação de sensores mecânicos na carga como aqueles utilizados em análise de vibrações. Outra vantagem importante desta abordagem é a sua adequação a cargas de difícil acesso como as bombas submersas e os processos que apresentam grande risco aos operadores humanos.

1.3 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é a introdução de uma ferramenta de auxílio à detecção de faltas em cargas mecânicas rotativas acopladas a motores elétricos de indução que se baseia no sinal de conjugado de carga. Mais especificamente, a ferramenta proposta utiliza variáveis elétricas e mecânicas do motor para estimar o conjugado solicitado e, a partir deste, viabilizar a monitoração de desgastes e a detecção de faltas na carga mecânica acoplada.

A validação da ferramenta proposta através da realização de testes experimentais em uma bancada equipada com dinamômetro e capaz de emular sob condições controladas os diversos tipos de faltas em cargas mecânicas rotativas é também objetivo deste trabalho.

Objetiva-se, ainda, a realização de um estudo de caso abordando a aplicação da ferramenta proposta na detecção do fenômeno de cavitação em bombas centrífugas. Para esse fim, construiu-se em laboratório um sistema de bombeamento de água que permite a implementação de diversas anomalias que afetam a operação de bombas centrífugas e a medição das principais variáveis utilizadas para monitoração.

1.4 Contribuições Alcançadas

A principal contribuição deste trabalho é o desenvolvimento de uma ferramenta de auxílio à detecção de faltas que, baseando-se no conjugado de carga obtido a partir de medições realizadas exclusivamente no motor de acionamento, possibilita obter informações precisas a respeito da condição da carga mecânica rotativa acoplada. Incluindo esta, podem ser destacadas as seguintes contribuições:

- Desenvolvimento de uma ferramenta de auxílio à detecção de faltas em cargas mecânicas acopladas ao eixo do motor (L.T.S.A. - Load Torque Signal Analyser);
- Implementação, caracterização e avaliação da ferramenta L.T.S.A. em um bancada dinamométrica composta por duas máquinas elétricas de indução e um conversor eletrônico regenerativo;
- Realização de um estudo de caso onde a ferramenta L.T.S.A. é comparada com outras ferramentas utilizadas na detecção do fenômeno de cavitação em bombas centrífugas;
- Análise preliminar do motor de indução como transdutor de entrada, comparando-se os aspectos referentes à sensibilidade, precisão e faixa de passagem dos métodos de detecção de faltas que se baseiam na corrente (M.C.S.A. - Motor Current Signature Analysis), no conjugado e na velocidade;
- Avaliação do desempenho do motor de indução como transdutor de conjugado em aplicações de monitoração da condição;
- Desenvolvimento de um modelo de medição simples envolvendo o motor de indução em aplicações de detecção de faltas em cargas mecânicas acopladas. Tendo como base a metodologia recomendada pelo Guia para Expressão da Incerteza de Medição ([BIPM et al. 2003](#)), este modelo permite, do ponto de vista metrológico, avaliar a confiabilidade das informações fornecidas pelo motor de indução nas aplicações ora citadas e selecionar os dispositivos e procedimentos de medição a serem seguidos;

- A construção de uma bancada de testes equipada com instrumentação especializada que permite a reprodução de diversos tipos de faltas em bombas centrífugas. Essa bancada possibilita o desenvolvimento e a avaliação de técnicas de detecção de faltas e monitoração da condição, incluindo aquelas que empregam o motor de indução como transdutor.

As contribuições descritas acima foram documentadas em (Stopa e Cardoso Filho 2005), (Stopa e Cardoso Filho 2006), (Stopa et al. 2007), (Stopa e Cardoso Filho 2008) e (Stopa e Cardoso Filho 2010). Novos resultados encontram-se em fase de processamento/preparação e serão, em breve, publicados.

1.5 Estrutura do Texto

O texto é estruturado em seis capítulos, sendo que no Capítulo 2 são abordados os métodos de monitoração da condição e de detecção de faltas em cargas mecânicas rotativas que têm mais afinidade com o método aqui proposto. É feita uma avaliação desses métodos buscando identificar os pontos positivos e negativos e a possibilidade de desenvolvimento de métodos alternativos.

Tendo como premissa o fato de que uma parcela muito significativa dos desgastes e das faltas em cargas mecânicas se manifestam como variações no nível médio e distúrbios no conjugado, o Capítulo 3 apresenta uma análise da máquina de indução na função de transdutor de conjugado. A partir de um modelo analítico simplificado do sistema motor-carga, avalia-se os aspectos estáticos, dinâmicos e metroológicos da máquina de indução exercendo simultaneamente as funções de atuador e transdutor de entrada. Resultados de simulação são apresentados com o objetivo de verificar a validade das conclusões obtidas a partir do modelo analítico.

O Capítulo 4 apresenta a ferramenta de auxílio à detecção de faltas proposta neste trabalho. Os algoritmos e ferramentas matemáticas utilizadas são desenvolvidos e o desempenho frente a várias situações práticas avaliado. Resultados de simulação e de experimentação em uma bancada dinamométrica são utilizados para comparação do desempenho da ferramenta proposta com outras tradicionais.

Concluída a etapa de testes baseada na bancada dinamométrica, procede-se a um estudo de caso. Assunto do Capítulo 5, esse estudo descreve o problema de cavitação em bombas centrífugas, a implementação das ferramentas tradicionais e da ferramenta

aqui proposta na detecção desse problema. As conclusões e propostas de continuidade do trabalho, apresentadas no Capítulo 6, encerram o texto.

Capítulo 2

Técnicas de Detecção de Falhas em Cargas Mecânicas Rotativas

O universo de cargas mecânicas rotativas acionadas por motores de indução é bastante amplo. Devido, entre outros fatores, a adaptabilidade e a maior facilidade de implementação, as máquinas-ferramentas têm sido o alvo principal da maioria das publicações sobre detecção de falhas. Além delas, um número significativo de trabalhos é dedicado à detecção de falhas em bombas centrífugas, compressores, ventiladores, sopradores e similares. Dada a similaridade entre sintomas produzidos por diferentes tipos de falhas em uma diversidade de tipos de cargas mecânicas, optou-se pela sistematização e tratamento das falhas em torno dos tipos de esforços produzidos no eixo da máquina elétrica. Essa abordagem é desenvolvida na Seção 2.1.

Em face da necessidade e importância para os processos industriais de se manter os acionamentos com motor de indução funcionando de maneira confiável, uma diversidade de técnicas e sistemas de detecção e diagnóstico de falhas vêm sendo desenvolvidas e aplicadas nas últimas décadas. A estrutura funcional destes sistemas e os critérios utilizados para a seleção dos sinais de indicação de falhas nele utilizados são descritas, respectivamente, nas seções 2.2 e 2.3. Entre as técnicas abordadas na literatura, destacam-se, por serem as mais utilizadas, as técnicas que se baseiam em sinais de vibração e de corrente elétrica do motor. Além dessas duas técnicas, tratadas respectivamente nas seções 2.6 e 2.7, são também abordadas as técnicas de detecção de falhas através da análise do sinal de força, Seção 2.4, e da análise do sinal de conjugado, Seção 2.5. Como detalhado ao longo do capítulo, essas duas últimas técnicas se relacionam com as duas primeiras técnicas citadas por serem os sinais de força e conjugado variáveis capazes de excitar vibrações no eixo e na estrutura da carga, além de produzir oscilações na corrente elétrica. Por fim, a Seção 2.8 apresenta as conclusões

do capítulo.

2.1 Esforços Gerados por Faltas em Cargas Mecânicas Rotativas

A similaridade entre sintomas produzidos por diferentes tipos de faltas em cargas mecânicas, torna mais interessante a análise através da sistematização em torno dos esforços produzidos no eixo da máquina elétrica ao invés do tratamento caso a caso. No entendimento deste autor, essa abordagem é mais adequada aos objetivos traçados no Capítulo 1. De acordo com essa abordagem, as faltas em cargas mecânicas rotativas produzem quatro tipos básicos de esforços no eixo de acionamento (Figura 2.1):

- Esforços torcionais;
- Esforços transversais (ou laterais);
- Esforços longitudinais (ou axiais);
- Esforços combinados.

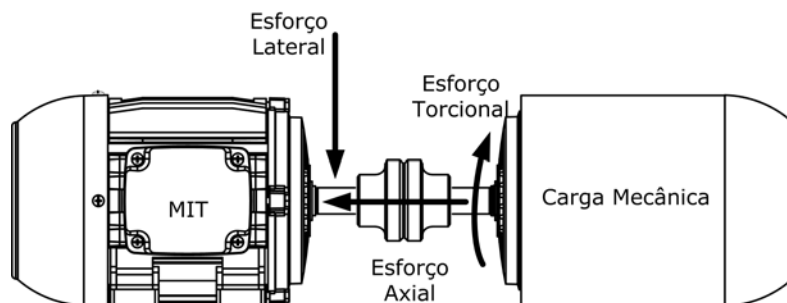


Figura 2.1: Esforços no eixo produzidos por faltas em cargas mecânicas rotativas. Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).

Esses esforços e algumas das causas mais comuns são descritos a seguir.

2.1.1 Esforços Torcionais (Conjugado Atuante na Direção de Rotação)

A principal componente de conjugado de reação produzida por cargas mecânicas rotativas é aquela que atua na direção de rotação (vetor conjugado na direção axial) sendo que uma parcela muito significativa das faltas que atingem essas cargas se manifestam como esforços que têm uma das componentes nessa direção. Desgastes e

quebra do elemento cortante de máquinas-ferramentas, quebra de dentes em engrenagens de redutores, perda de rendimento e cavitação¹ em motobombas são algumas das ocorrências comuns. Essas faltas podem alterar o valor médio do conjugado, provocar o surgimento e/ou variação da amplitude de componentes oscilatórias e, ainda, provocar mudanças abruptas na forma de impulsos e degraus no conjugado.

Jantunen (2002) e Rehorn et al. (2005) fornecem uma lista extensa de trabalhos que abordam faltas em máquinas-ferramenta que produzem esforços desse tipo. De acordo com O'donnell et al. (2001), o conjugado é o sinal que contém maior quantidade de informações a respeito da condição do elemento cortante utilizado nessas máquinas. Dada a natureza do processo, o elemento cortante utilizado nestas máquinas vai perdendo a afiação e se desgastando gradualmente. Esse desgaste provoca o aumento da força aplicada na peça e, por consequência, do conjugado solicitado ao motor de acionamento. A falta a ser monitorada neste caso é o nível de desgaste do elemento cortante. O objetivo é evitar a quebra desse elemento e a danificação da peça trabalhada. Alguns trabalhos nessa linha podem ser citados como (Dimla 2004) que apresenta um estudo experimental a respeito da correlação entre desgaste de elementos cortantes e forças utilizadas em um sistema de torneamento e (Sulaiman et al. 2005) que apresenta um estudo semelhante para o caso de máquinas-ferramenta utilizadas em processos de furação.

No caso de bombas centrífugas e máquinas similares, o desgaste de partes rotativas como o impelidor e partes estacionárias como a voluta são exemplos de faltas de grande interesse. Normalmente este tipo de falta evolui de forma lenta ao longo da vida útil da bomba, porém, o processo de desgaste pode se acelerar se a bomba operar muito distante do ponto nominal de funcionamento ou se for submetida a condições críticas de operação como a cavitação. O desgaste progressivo de partes rotativas de bombas centrífugas é um tipo de falta que provoca alteração do nível médio de conjugado. Embora também provoque alteração no nível médio do conjugado, a cavitação é detectada de maneira mais eficiente através de monitoração de componentes de conjugado que atuam em sincronismo com a velocidade de rotação da bomba (Al-Hashmi et al. 2004), (Jensen e Dayton 2000). O problema de acompanhamento de desgastes em partes de bombas centrífugas é tratado por exemplo em (Byington et al. 2003) enquanto que (Wolfram et al. 2001), (Durocher e Feldmeier 2004), (Parrondo et al. 1998), (Harihara e Parlos 2006), (Al-Hashmi et al. 2004) tratam do problema de detecção de cavitação.

¹Esse fenômeno é discutido no Capítulo 5 deste trabalho.

Faltas em engrenagens utilizadas em sistemas de transmissão de movimento é o assunto tratado em diversas publicações. [Stander e Heyns \(2002\)](#), por exemplo, modelam um sistema de duas engrenagens e compara sinais de vibração da carcaça com o sinal de velocidade angular instantânea medido a partir de um encoder. Entre os resultados apresentados nessa referência, as oscilações no sinal de velocidade merecem destaque por evidenciar a existência de esforços torcionais relacionados a esse tipo de falta. Resultados como esse indicam a viabilidade de se utilizar sinais como o conjugado e a corrente elétrica do motor para fins de detecção.

2.1.2 Esforços Transversais (ou Laterais)

Os esforços laterais se caracterizam pela tendência em gerar movimentos na direção perpendicular ao comprimento do eixo. Eles são produzidos, por exemplo, por desbalanceamento de massa de partes rotativas de cargas mecânicas e por rolamentos defeituosos.

No caso de desbalanceamento de partes rotativas, são desenvolvidas forças centrífugas que, devido à elasticidade dos rolamentos e/ou mancais, geram vibrações que são transmitidas à parte estacionária da máquina e à fundação. Em máquinas com eixos longos onde a elasticidade do eixo deve, obrigatoriamente, ser considerada, os esforços laterais podem levar à deflexão do eixo fazendo com que o movimento do rotor descreva uma trajetória em órbita conhecida como “shaft whirl” ([Rao 2009](#)), ([Vance 1988](#)). Esse fenômeno é muito comum em bombas centrífugas verticais de eixos longos ([Corbo et al. 2002](#)) e em diversos tipos de turbomáquinas.

O outro exemplo citado de faltas que produzem esforços laterais, que são os rolamentos defeituosos, é uma das ocorrências mais frequentes em máquinas rotativas. Os desgastes produzidos por contaminação do lubrificante, as correntes de eixo ([Skibinski et al. 1999](#)), os desalinhamentos e desbalanceamentos, entre outros fenômenos, geram pequenas depressões (conhecidas como “pitting”) nas pistas interna e externa do rolamento. Quando uma esfera sob tensão passa por uma dessas depressões ocorrem deslocamentos impulsivos do eixo. Não se tem estatísticas relacionadas especificamente a cargas mecânicas, mas existem dados mostrando que faltas em rolamentos são responsáveis por cerca de 40% do total de falhas que acometem motores de grande porte ([IEEE 1997](#)). Acredita-se que em cargas mecânicas que fazem uso desse elemento, esse percentual seja ainda maior. Alguns dos trabalhos dedicados à detecção de faltas em rolamentos são ([Trajin et al. 2010](#)), ([Zhou et al. 2009](#)), ([Ericsson et al. 2005](#)), ([Habetler et al. 2002](#)).

2.1.3 Esforços Longitudinais (ou Axiais)

Os esforços longitudinais se caracterizam pela tendência de movimentação do eixo na direção do comprimento. Estes esforços podem estar associados, por exemplo, a folgas em rolamentos de esferas. Eles ocorrem com certa frequência em cargas cujo eixo opera na direção vertical. Na maioria das vezes, esse tipo de esforço ocorre simultaneamente aos esforços transversais e torcionais.

2.1.4 Esforços Combinados

Os esforços rotacionais, transversais e longitudinais raramente ocorrem de maneira isolada. É mais comum a ocorrência desses esforços de maneira combinada, gerando uma tendência de movimento do eixo em todas as direções. Os casos a serem considerados são (i) aqueles em que a trajetória do movimento ocorre em um plano e (ii) aqueles em que a trajetória ocorre na direção dos três eixos coordenados.

Como exemplos de trajetórias no plano, pode-se citar os casos em que o eixo descreve os movimentos em círculo e em elipse mostrados na Figura 2.2. Conforme ilustrado na figura, esses movimentos ocorrem em rotores rígidos apoiados em rolamentos flexíveis. Esse modelo pode ser utilizado para representar, por exemplo, cargas acionadas por motores elétricos que têm o eixo de tração em comum (sem acoplamento). Esse é o caso da motobomba descrita no Capítulo 5. Os esforços são, geralmente, causados por desbalanceamento do(s) rotor(es) e, considerando todo o comprimento do eixo, podem descrever uma trajetória cilíndrica (parte superior da figura) se as constantes de rigidez dos rolamentos forem iguais ou cônica (parte inferior da figura) se essas forem diferentes. Além da rigidez dos rolamentos, a situação ilustrada na figura 2.2 considera rotores idênticos e igualmente espaçados em relação ao centro do eixo.

Um exemplo típico de falta que gera esforços combinados nas três direções são aquelas originadas no acoplamento imperfeito do eixo da carga com o eixo do motor. A Figura 2.3 mostra os esforços produzidos pelo caso particular em que o desalinhamento entre eixos é do tipo angular (os outros tipos são o paralelo e o combinado). Xu e Marangoni (1994) analisam o fenômeno como sendo equivalente a uma junta universal e derivam expressões para as componentes T_x , T_y e T_z em função dos ângulos α e β mostrados na Figura 2.3. O fato de existirem componentes em todas as direções, torna possível a detecção do fenômeno através da componente torcional. Essa componente, em particular, é de interesse para a aplicação da ferramenta proposta no Capítulo 4.

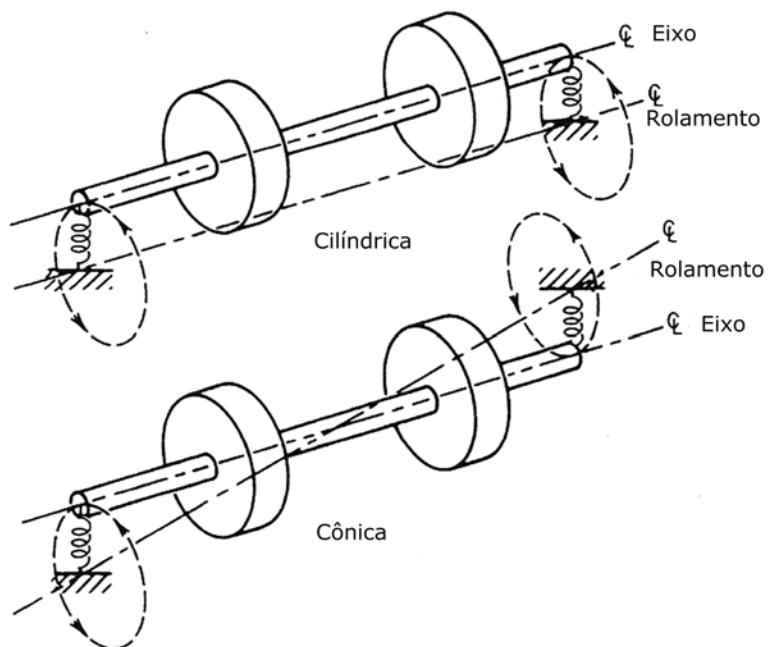


Figura 2.2: Tipos de órbita de movimento (“shaft whirl”) descritas por um rotor rígido simétrico. Fonte: (Vance 1988).

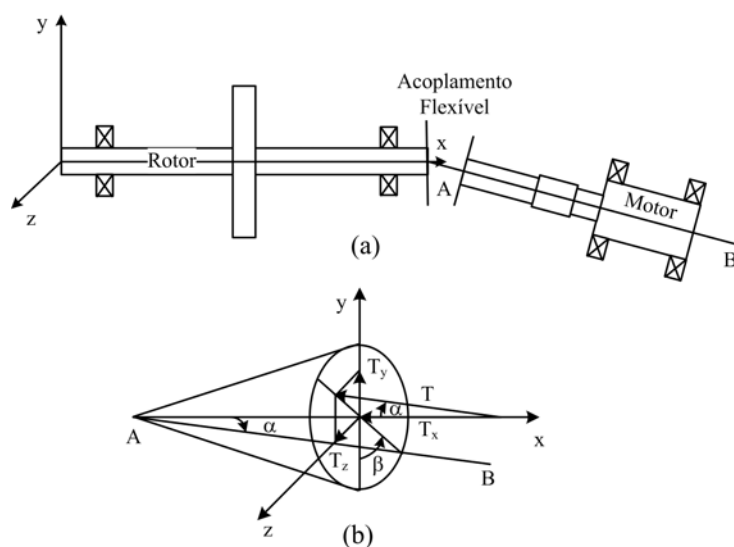


Figura 2.3: Componentes de conjugado no acoplamento entre dois eixos com desalinhamento. Adaptada de (Xu e Marangoni 1994).

2.2 Estrutura Funcional dos Sistemas de Detecção de Falhas em Cargas Mecânicas Rotativas

Conforme abordado na Seção 2.1, a flexibilidade das estruturas que compõe as cargas mecânicas rotativas contribui para que os esforços e movimentos decorrentes de falhas se propaguem em várias direções e em diferentes pontos da carga. Esses esforços e movimentos podem ser medidos diretamente na carga mecânica através de sensores de força, de conjugado, de vibrações e outros sensores. Outra opção é a utilização de sensores instalados exclusivamente no motor elétrico de acionamento como os sensores de corrente elétrica, de tensão e de velocidade. Nesse último caso, o motor elétrico exerce a função de transdutor, sendo que o esforço e/ou vibração originado pela falta na carga resulta em excitação de oscilações ou alteração na amplitude da corrente elétrica, da velocidade e de outros sinais. A medição do sinal afetado por falhas na carga mecânica é uma das primeiras tarefas de um sistema de detecção e diagnóstico de falhas. Além dela, as outras tarefas que se sucedem são mostradas na Figura 2.4 (Sin et al. 2003). De acordo com o exposto nessa figura, após a medição do sinal, o processo segue com a extração das características do sinal sensíveis à falta, com a detecção da(s) falta(s) propriamente dita, isolamento da falta e, por fim, com o diagnóstico da falta.

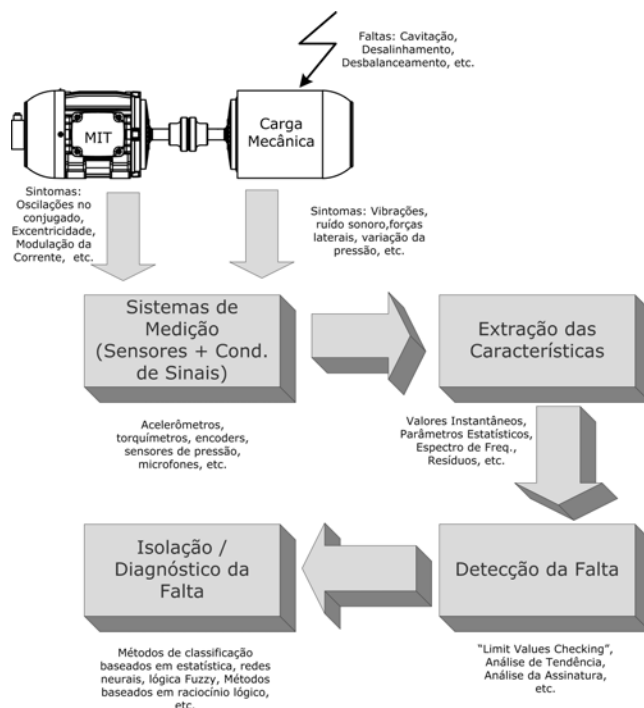


Figura 2.4: Estrutura funcional dos métodos de detecção e diagnóstico de falhas em cargas mecânicas rotativas. Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).

A etapa de extração das características consiste no processamento do(s) sinal(is) medido(s) de forma a selecionar um parâmetro ou variável como o valor médio ou a amplitude de uma determinada componente espectral que seja diretamente afetado pela falta. O sinal resultante desta etapa é aqui tratado como o indicador da falta. A etapa de detecção da falta, por sua vez, consiste em analisar o indicador da falta para verificar se há desvio em relação à situação de operação normal ou aceitável. Essa análise pode ser feita por exemplo, através da comparação com um valor limite (“limit value checking”) ou acompanhando a tendência do sinal. Já a etapa de isolamento e diagnóstico da falta, presente apenas em sistemas mais sofisticados, consiste em determinar a amplitude e identificar o tipo de falta a partir do(s) indicador(es).

Tendo em vista que o foco deste trabalho está voltado para a análise dos sinais utilizados como indicadores de falhas, as técnicas abordadas nas seções 2.4 - 2.7 são aquelas baseadas nos sinais de força, conjugado, vibração e corrente elétrica do motor. Conforme observado anteriormente, esses são os principais sinais que descrevem a relação causa-efeito existente entre os esforços e movimentos produzidos por falhas.

2.3 Seleção de Sinais a Serem Utilizados na Detecção de Falhas

De acordo com a natureza do processo e do tipo de falta a ser detectada, as soluções encontradas na literatura para detecção de falhas em cargas mecânicas rotativas buscam, dentre outras, as seguintes características:

- Menor número possível de sensores (menor custo e maior simplicidade);
- Não-intrusividade dos sensores exigidos (não devem interferir com a operação da carga);
- Sensibilidade do sinal à falta detectada;
- Imunidade a perturbações/interferências;
- Velocidade de Resposta;
- Estabilidade de longo prazo.

A escolha de sinais de detecção que necessitam de poucos sensores para sua medição é de interesse em quase todas as aplicações pois implica em menor custo e simplicidade de implementação. Entretanto, nem sempre o sinal que requer o menor número de sensores para sua obtenção é o que apresenta mais informações a respeito de falhas na

carga mecânica. Um exemplo dessa situação é a detecção de falhas que se manifestam na forma de vibrações torcionais no eixo. Essas vibrações podem ser medidas a partir de um único sensor instalado na carcaça da máquina rotativa. Porém, em casos onde a estrutura da máquina apresenta maior rigidez, a solução passa pela fixação de sensores de esforços como os “strain-gauges” em dois ou mais pontos do eixo da máquina.

A característica de não-intrusividade dos sensores significa que sinais que possam ser medidos em pontos que não perturbem a operação normal da carga são preferíveis. Uma situação em que esse critério não é atendido é aquela em que sensores de vibração ou sensores de força são instalados junto à parte ativa da carga. Esse fato é comum em sistemas de detecção de falhas em máquinas-ferramenta que se baseiam em medições feitas por sensores de vibração ou de força instalados nas proximidades do elemento cortante. A presença do sensor diminui o espaço de manobra da ferramenta, além de causar interferências e provocar aumento de temperatura (Jemielniak 1999). Nos últimos anos tem recebido bastante atenção os métodos que não requerem a instalação de sensores na carga mecânica (métodos “sensorless”) (Tavner 2008).

Sempre que possível, o sinal a ser utilizado para detectar a falta deve ser aquele que apresenta maior sensibilidade à falta. Se, por exemplo, a falta se manifesta como esforços torcionais, torquímetros ou sensores de deslocamento angular são mais adequados que sensores de vibrações transversais. Uma vez que esteja resolvido o problema direcional da falta, preferência é dada ao sensor que apresenta maior ganho (relação saída/entrada).

A imunidade a interferências e perturbações é um requisito importante na escolha do sinal de detecção, principalmente quando o acionamento opera em ambientes industriais e nas proximidades de outros equipamentos. Se a característica do sinal a ser extraída for a amplitude de uma dada componente espectral e esta excursionar em uma faixa muito próxima à amplitude do ruído, dificilmente se conseguirá detectar a falta. Outra situação muito comum é aquela em que um equipamento instalado nas proximidades produz vibrações com características muito próximas daquelas produzidas pela carga sob estudo. Se for instalado um sensor de vibração para detecção de falhas, falsos alarmes poderão ser produzidos.

Ter um sinal que reaja rapidamente à falta é importante em algoritmos de detecção empregados na supervisão “on-line” de cargas mecânicas utilizadas em processos críticos. Atrasos em sinalizar a falta e comandar a interrupção imediata da operação podem causar danos irreversíveis e colocar em risco a segurança de pessoas

envolvidas com o processo. Já em sistemas de diagnóstico “off-line”, este requisito, embora desejável, não é necessariamente importante.

Utilizar sinais que se mantenham estáveis ao longo do tempo e cujas alterações sejam função apenas das falhas e não da condição de operação da carga mecânica é importante em sistemas de detecção de falhas que se baseiam em análise de tendência. A estabilidade de longo prazo deve também ser utilizada como critério de escolha do transdutor. Transdutores cujas características metrológicas variam ao longo do tempo podem levar a alarmes falsos e diagnóstico equivocado de falhas.

2.4 Detecção de Falhas Através do Sinal de Força

Forças desenvolvidas em determinadas partes da carga mecânica rotativa são sinais de grande interesse no processo de detecção de falhas, principalmente em máquinas-ferramenta. Nesse tipo de carga, como há uma forte correlação entre o desgaste do elemento cortante e a força aplicada, a monitoração da força permite antever o fim da vida útil e prevenir a quebra inesperada desse elemento. A título de ilustração, a Figura 2.5 mostra as componentes de força de usinagem desenvolvidas em um processo de torneamento. Neste processo, a peça a ser trabalhada é solidária ao eixo do motor elétrico e a ferramenta de corte é presa à parte estacionária da máquina. Observa-se que são desenvolvidas componentes de força na direção dos três eixos coordenados. Isso torna possível a detecção de falhas através de métodos que utilizem variáveis relacionadas ao conjugado do motor.

Devido ao fato de estar intimamente relacionada a fenômenos de natureza progressiva como é o caso dos desgastes em máquinas-ferramentas, a força é uma variável bastante interessante no processo de detecção e diagnóstico de falhas. A sensibilidade do sinal de força é função da natureza da carga e da proximidade do sensor em relação ao ponto de aplicação. A força é um sinal que reage rapidamente à falta sendo o seu uso em sistemas de detecção “on-line” mais eficaz que o de sinais de vibração. Apesar disso, o alto custo e a característica intrusiva dos sensores utilizados para medição de componentes de força (Jemielniak 1999), normalmente dinamômetros e “strain-gauges”, restringem a sua utilização em larga escala. Outro inconveniente relacionado aos sinais de força é a necessidade de se instalar sensores nos diversos pontos da carga mecânica susceptíveis a falhas.

O valor instantâneo e o valor médio do sinal de força têm sido utilizados com relativo sucesso como indicador de falhas em sistemas de detecção e diagnóstico de falhas em car-

gas mecânicas rotativas. Entretanto, devido à variação desses indicadores com o ponto de operação e à possibilidade de ser confundido com ruídos e outras perturbações, indicadores diferentes como aqueles obtidos por análise no domínio da frequência têm sido privilegiados. Componentes espectrais relacionadas a faltas específicas estão entre os indicadores mais utilizados.

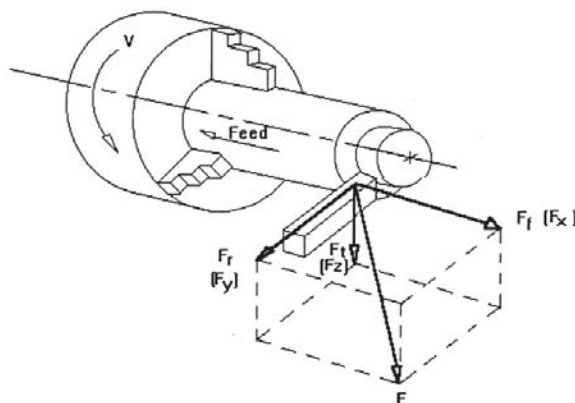


Figura 2.5: Componentes ortogonais da força de usinagem em uma ferramenta de corte utilizada em processos de torneamento (Dimla 2000).

2.5 Detecção de Faltas Através do Sinal de Conjugado de Carga

Forças desenvolvidas em partes da carga mecânica são naturalmente convertidas em esforços torcionais no eixo. Devido a essa relação direta, alguns sistemas de detecção de faltas utilizam o conjugado como variável medida ao invés da força. Uma das vantagens de se utilizar essa variável é o fato de necessitar de apenas um único sensor, sendo esse de instalação mais fácil que os sensores de força. Ao invés de se instalar sensores em pequenos espaços disponíveis no equipamento acionado e em diversas peças/partes susceptíveis a faltas, torquímetros são instalados apenas no eixo de acoplamento do motor com a carga. Além de facilitar a instalação, basta apenas um sensor para detectar mais de um tipo de falta. Isso torna o sistema de detecção de faltas mais versátil e menos intrusivo. (Kim et al. 2002) e (Jantunen 2002) são exemplos de trabalhos que estudam a correlação entre o desgaste de ferramentas utilizadas em processos de furação e o conjugado. Os resultados apresentados nesses trabalhos indicam que, se utilizado de maneira adequada, o conjugado é um excelente sinal para detecção de faltas que se manifestam como esforços torcionais no eixo de acoplamento da carga com o motor.

Além de ser um sinal passível de ser medido diretamente e utilizado na detecção de faltas, o conjugado solicitado pela carga é uma variável de grande importância na análise e implementação de sistemas de detecção de faltas do tipo “sensorless”². Dado o fato de que faltas na carga mecânica se manifestam como esforços em várias direções e que estes geram conjugado no eixo, o motor pode ser visto como um transdutor capaz de medir esses esforços. O exercício, por parte do motor, dessa função, abordada na Seção 2.7 e no Capítulo 3, embora reconhecida, é muitas vezes negligenciada nos trabalhos relacionados à detecção de faltas em cargas mecânicas rotativas. Na busca por sinais correlacionados às faltas na carga, diversos trabalhos analisam diretamente a resposta do sinal de interesse do motor (como por exemplo a corrente elétrica) à falta (como por exemplo o desgaste em elementos cortantes), ignorando o “link” entre esses sinais exercido pelo conjugado de carga. Em outras palavras, o motor responde a entradas de conjugado, logo, para que ele seja usado de maneira eficaz em sistemas de detecção de faltas é necessário o conhecimento das características estáticas e dinâmicas da resposta do sinal de interesse a essa variável. Como em qualquer outro transdutor, o conhecimento dessas características torna possível antever a natureza dos sinais que ele é capaz de medir.

Apesar da riqueza de informações relacionadas à “saúde” da carga, a utilização do sinal de conjugado apresenta alguns inconvenientes que precisam ser superados. Um desses inconvenientes é o fato de que determinados tipos de faltas geram componentes de amplitude mais significativa nas direções transversais e longitudinais (ver Seção 2.1). Nesses casos, como a componente torcional é de amplitude muito baixa, a detecção de faltas através do sinal de conjugado pode não ser uma alternativa viável. Outro inconveniente é o alto custo do sensor, fato que muitas vezes inviabiliza a utilização em sistemas reais de métodos de detecção de faltas baseados no sinal de conjugado. Embora seja mais fácil do que instalar sensores de força em partes ativas da carga, a instalação de sensores de conjugado é, em alguns casos, inconveniente. É necessário modificar o sistema de acoplamento da carga ao motor para inserção do torquímetro “in-line”. Além disso, não é possível a instalação de torquímetros “in-line” em cargas montadas diretamente no eixo do motor. Esse é o caso, por exemplo, das motobombas. Vislumbra-se aqui a possibilidade de se utilizar variáveis relacionadas ao conjugado e técnicas de medição e/ou estimação indireta desse sinal.

As técnicas utilizadas para extração de características do sinal de conjugado têm sido basicamente as mesmas empregadas no processamento do sinal de força. Em

²Termo que vem sendo recentemente utilizado para identificar os sistemas de detecção de faltas que se baseiam exclusivamente em medições no motor de acionamento.

aplicações que requerem a detecção rápida de faltas, como nos sistemas “on-line”, o valor instantâneo é o sinal de maior interesse. Além dele, encontra-se também técnicas que utilizam resíduos calculados com base no conjugado (Kral et al. 2004). Componentes espectrais são sinais de maior utilidade em aplicações menos críticas, pois, além da detecção de faltas, elas podem também, ser utilizadas para isolamento e diagnóstico.

2.6 Detecção de Faltas Através de Sinais Relacionados à Vibração

Conforme discutido na Seção 2.1, muitas das faltas que afetam a operação normal de cargas mecânicas rotativas geram esforços que, em última instância produzem movimentos do eixo de acionamento em várias direções. Dada a natureza cíclica da operação e a elasticidade das estruturas que compõem as cargas mecânicas rotativas, esses esforços muitas vezes apresentam comportamento repetitivo e podem dar origem a vibrações com características bem definidas. Este é o caso de desalinhamento entre eixos, desbalanceamento de rotores, defeitos em rolamentos, cavitação em bombas centrífugas e muitos outros fenômenos. Assim, utilizando-se métodos de extração de características, pode-se obter a partir dos sinais resultantes de vibrações, informações que possibilitem a detecção de faltas.

2.6.1 Modelos Utilizados para Análise de Vibrações

A análise de vibrações produzidas por faltas em cargas mecânicas rotativas é feita a partir de modelos dinâmicos simples que se baseiam em três elementos básicos: um *elemento de armazenamento de energia potencial* (mola ou sistema elástico), um *elemento de armazenamento de energia cinética* (massa ou inércia) e um *elemento de dissipação de energia* (amortecedor). Quando um sistema vibra, parte da energia é trocada entre os elementos elásticos e as massas e outra parte se dissipa no elemento amortecedor. Esses elementos discretos são utilizados na maioria das aplicações e explicam com boa precisão o comportamento dinâmico do sistema rotativo. Em situações que requerem maior precisão, modelos a parâmetros distribuídos são utilizados (Rao 2009).

Como exemplo, a Figura 2.6 mostra um modelo de um rotor de uma carga mecânica cujo eixo rígido se apóia sobre dois rolamentos mecânicos considerados flexíveis. Esse modelo pode ser utilizado para prever o tipo e a amplitude da órbita gerada por desbalanceamento de massa do rotor e por outros esforços transversais no eixo. Estão

representadas a massa m do rotor, a constante de rigidez K_B e o amortecimento C_B do rolamento.

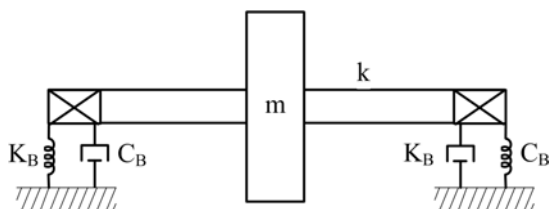


Figura 2.6: Rotor rígido apoiado sobre rolamentos flexíveis. O índice “B” se refere ao rolamento (“Bearing”). Reproduzida a partir de (Vance 1988).

Vibrações torcionais em cargas acionadas por motores elétricos estão representadas na Figura 2.7. A letra (a) da figura mostra a representação através de dois rotores acoplados enquanto que a letra (b) da figura mostra a representação através de um sistema massa – mola – amortecedor. O modelo não mostra o acoplamento elástico, mas os seus parâmetros podem ser incluídos nas constantes representadas na parte (b) da figura. Vibrações torcionais podem ser excitadas pela carga mecânica ou, ainda, pelo próprio motor de acionamento quando este produz conjugado oscilatório. As vibrações torcionais são, provavelmente, a causa mais comum de quebra de dentes de engrenagens em sistemas de transmissão de movimento (Vance 1988). Fadiga em lâminas e rotores de turbomáquinas são também ocasionadas por vibrações desse tipo.

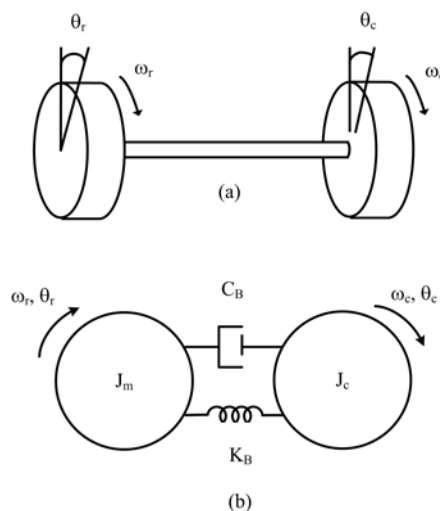


Figura 2.7: Representação da vibração torcional em dois rotores acoplados.

O movimento vibratório em cargas mecânicas pode ser detectado através dos sinais de deslocamento, velocidade e aceleração. Com vistas a obter um sinal de maior amplitude, o deslocamento medido através de sensores de deslocamento vibratório é utilizado quando se tem interesse em falhas que produzem, principalmente, componentes de baixas frequências. Já os sinais de aceleração, medido através de acelerômetros, são úteis para a detecção de falhas que geram como componentes principais sinais de alta frequência. Sinais de velocidade, medido por sensores de velocidade de vibração, são mais adequados para observação de falhas com componentes de interesse na faixa intermediária de frequências.

2.6.2 Mobilidade e Impedância Mecânica da estrutura Intermediária

Ao se detectar falhas através da análise de vibrações, a escolha do ponto de instalação do sensor é crucial. Como representado na Figura 2.8, os esforços mecânicos originados por falhas em componentes específicos da carga mecânica rotativa produzem movimentos que são transmitidos através de estruturas intermediárias ao sensor instalado em algum ponto da carga mecânica. Como exemplo, pode-se citar as vibrações originadas por desbalanceamento de massa. Sensores de vibração instalados próximos aos mancais da máquina (parte estacionária) são os responsáveis por captar o movimento do eixo girante. Nesse caso, os rolamentos mecânicos atuam como uma estrutura intermediária. Na parte inferior da Figura 2.8 é ilustrado o caso onde um transdutor de vibração é instalado no topo do mancal de uma máquina onde se supõe a existência de apenas uma frequência de excitação. A parte (i) da figura mostra o caso ideal onde há excelente transmissão do sinal. Na parte (ii) da figura, a vibração coincide com a frequência própria do mancal e há uma amplificação do sinal. Já na parte (iii) da figura, a não-linearidade produzida pela película do filme de óleo distorce o sinal.

O sucesso da técnica de análise de vibrações é fortemente dependente da capacidade da estrutura intermediária em transmitir os movimentos gerados por componentes faltosos. Essa capacidade é, na literatura, definida por um parâmetro chamado mobilidade (Rao 2009) (Khater 2005). A mobilidade é definida no domínio da frequência como a relação entre a velocidade de vibração e a força de excitação, sendo a impedância mecânica o seu inverso. Quanto maior a mobilidade da estrutura, maior a amplitude de vibração e por consequência mais fácil será a sua detecção.

Entre as características da impedância mecânica da estrutura intermediária que podem afetar a detecção e diagnóstico de falhas pode-se citar o fenômeno de ressonância e a não-linearidade. A não-linearidade ocorre, por exemplo, em máquinas com mancais

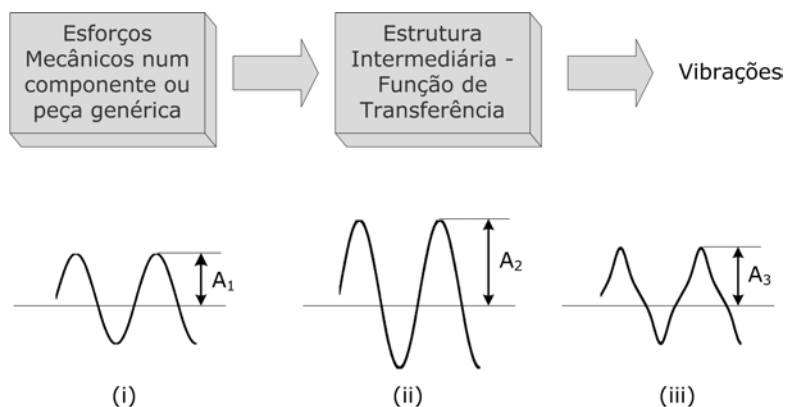


Figura 2.8: Transmissão de esforços através de uma estrutura intermediária. Adaptada de (Nepomuceno 1985).

de deslizamento (Nepomuceno 1985). A película do filme de óleo existente nesse tipo de mancal pode distorcer o sinal de vibração e levar ao diagnóstico equivocado através da geração de componentes espectrais não-excitadas pelas falhas existentes. Outra ocorrência comum é aquela em que a impedância elevada (ou baixa mobilidade) da estrutura atenuam o sinal de excitação do sensor. Nesse caso, a falta só é percebida após atingir níveis críticos de severidade. Portanto, para que se tenha sucesso na aplicação de técnicas de análise de vibração, a função de transferência associada à estrutura intermediária deve ser levantada, sempre que possível.

2.6.3 Indicadores de Vibração Utilizados para Detecção de Falhas

Os sinais medidos por sensores de vibração são processados para extração de características que permitam detectar a falta. De acordo com a natureza da falta que se deseja detectar, a literatura descreve algoritmos que utilizam parâmetros estatísticos do sinal, parâmetros do modelo dinâmico (representado no domínio da frequência ou no espaço de estados) e, ainda, algoritmos que utilizam diretamente os valores instantâneos dos sinais produzidos pelos sensores.

Nível Global de Vibração

Entre os parâmetros estatísticos, merece destaque o valor médio quadrático (RMS). Medido através de sensores de velocidade de vibração com faixa de passagem entre 10 Hz e 1 kHz, o valor RMS da velocidade de vibração, também chamado de *nível global de vibração*, é um dos principais parâmetros utilizados para indicar falhas em máquinas rotativas. O estado da máquina rotativa é avaliado através da comparação

dos valores medidos com aqueles estabelecidos em tabelas de severidade. Essas tabelas são fornecidas por normas como a ISO/10816³ e a ISO/10719⁴.

O nível global de vibração é um parâmetro simples, de baixo custo de medição e de fácil interpretação, o que permite uma rápida avaliação do estado geral da máquina. Entretanto, ele apresenta como desvantagens baixa sensibilidade, baixa precisão e difícil utilização no diagnóstico. A baixa sensibilidade decorre da ampla faixa de frequências igualmente ponderadas no cálculo do valor RMS. O aumento de amplitude de uma componente associada especificamente a uma determinada anomalia na máquina pode não ser detectada se outras componentes tiverem variações negativas. A imprecisão, por sua vez, é resultante da dificuldade de se estabelecer limites que se apliquem a máquinas de diferentes tipos e projetos. A utilização do nível global de vibração para diagnóstico de faltas é também difícil pois, como ele é um indicador resultante da combinação de todas as componentes presentes no espectro do sinal e a maioria das faltas afetam apenas uma ou duas das componentes, é impossível isolar a componente do espectro associada com a falta.

Análise do Sinal de Vibração no Domínio da Frequência

A análise do sinal no domínio da frequência é, sem dúvida, uma das principais técnicas de extração das características do sinal utilizadas para detecção de faltas. A transformada rápida de Fourier (FFT) é o algoritmo mais utilizado para obtenção do espectro de frequências do sinal. A detecção de faltas através da análise de vibrações se baseia no fato de que todo equipamento rotativo, mesmo em situação normal de funcionamento, produz um espectro característico de vibrações. Quando ocorre uma falta em uma ou mais peças e/ou partes do equipamento, ela resulta em alteração na amplitude, na fase e/ou frequência da(s) componente(s) específica(s) do espectro a ela relacionada(s). A detecção da falta é feita através de comparação das amplitudes das componentes espectrais com aquelas obtidas em medições anteriores (dados históricos).

A isolação da falta é feita identificando-se o tipo de anomalia associada com a frequência da componente afetada. A relação entre os tipos de falta e as frequências de vibração características produzidas podem ser encontradas na literatura. Um exemplo é mostrado na Tabela 2.1 adaptada de (Nepomuceno 1985). A tabela descreve algumas das faltas mais comuns em máquinas rotativas, a direção de vibração predominante

³Norma intitulada “*Mechanical vibration - Evaluation of machine vibration by measurements on non-rotating parts*” publicada em 1995 em substituição à antiga ISO/2372.

⁴Norma intitulada *Mechanical vibration of nonreciprocating machines - Measurements on rotating shafts and evaluation criteria*.

e algumas observações a respeito da medição. Nela são citados problemas de desbalanceamento, desalinhamento, folgas mecânicas, faltas nos mancais e instabilidades no rotor.

Além da FFT, o espectrograma (Salles et al. 2000), a análise por Wavelets (Rubini e Meneghetti 2001), (Benbouzid e Kliman 2003) e a transformada de Vigner-Ville (Blodt et al. 2006) são algoritmos que vêm sendo utilizados para extração de características do sinal relacionadas a faltas.

Análise do Sinal de Vibração no Domínio do Tempo (Valores Instantâneos)

A análise do sinal no domínio do tempo é bastante útil, pois fornece uma “pista” a respeito da natureza da vibração. Os valores instantâneos do sinal, traçados em função do tempo, ajudam a identificar faltas que geram sinais impulsivos como aquelas ocasionadas por rolamentos defeituosos e dentes de engrenagens quebrados em sistemas de transmissão.

Outra utilidade da análise no domínio do tempo é a análise da relação de fase de sinais vibratórios. Órbitas produzidas por desbalanceamento de massa, por desalinhamento entre eixos e outras podem ser facilmente detectadas através da análise no tempo e/ou das figuras de Lissajours produzidas por dois sensores de deslocamento instalados em direções perpendiculares no eixo da máquina. A análise no domínio do tempo se torna mais difícil quando o sinal possui mais de uma componente espectral. Nesse caso, técnicas que operam com o sinal no domínio da frequência são mais indicadas, ficando a análise temporal restrita apenas à função de auxiliar no diagnóstico.

Comentários Adicionais

O fato de serem os métodos de detecção bastante intuitivos e de fácil interpretação, além do grande volume de informações, normas e recomendações disponíveis, tornam o uso das variáveis relacionadas à vibração bastante atraente. Como ponto negativo, pode-se citar o fato de que a sensibilidade do sinal de vibração à falta depende fortemente da proximidade entre a frequência do sinal de interesse e a frequência natural de vibração da carga. Ou seja, se as frequências excitadas pela falta estiverem em uma região do espectro muito distante da frequência natural, a amplitude de vibração da estrutura mecânica será muito baixa e conseqüentemente difícil de ser detectada. Esse problema é descrito, por exemplo em (Vance 1988). Jensen e Dayton (2000), em

Tabela 2.1: Tipos de falhas em cargas mecânicas rotativas e suas frequências características de vibração. Adaptado de (Nepomuceno 1985).

Origem Provável	Frequência	Plano Dominante	Observações
Desbalanceamento			
a) Desb. de Massa	ω_r	Radial - Axial em motores suspensos	Na massa do rotor se assemelha a desalinhamento; No acoplamento se assemelha a desalinhamento.
b) Eixo Torto	ω_r e $2\omega_r$ se o encurvamento for no acoplamento.	Axial	Apresenta flutuações quando existem problemas de natureza elétrica.
c) Rotor do Motor fora do centro	ω_r e $(3\omega_r + 2\omega_e)$.	Radial	
Desalinhamento			
a) Paralelo	ω_r e $2\omega_r$	Radial	A maioria dos desalinhamentos são do tipo combinado. Os erros mais comuns são no plano vertical.
b) Angular	ω_r e $2\omega_r$	Axial	
c) Combinado	ω_r e $2\omega_r$	Axial e Radial	
Folgas Mecânicas			
a) Mancais, Pedestais Não-Girantes	ω_r , $2\omega_r$, $3\omega_r$ predominam.	Radial	
b) Pás, Palhetas Girantes, etc.	ω_r predomina.	Radial	
Mancais			
a) Bolas ou Roletes	Início: 30 – 60 kHz; Posteriormente: ω_r e harmônicas.	Radial. Axial nos Rol. Cônicos	A observação da “Baseline” é útil na interpretação.
b) Luvas (Bronze ou Ligas Especiais)	Início: sub-harmônicas detectáveis no Eixo; Posteriormente: Aparece como Folgas.	Radial	Monitorar posição do rotor (empuxo).
Instabilidades			
a) Turbilionamento do filme de óleo	40–45% de ω_r + harmônicas.	Radial	Pode excitar o rotor de maneira crítica.
b) Atrito do Rotor	50% de ω_r + meias harmônicas.	Radial	Pode excitar o rotor de maneira crítica.

artigo que trata do problema de detecção de cavitação em bombas centrífugas, descreve esse mesmo tipo de limitação ao tentar medir o ruído sonoro emitido por uma bomba centrífuga de 7,5 cv. Essa limitação das técnicas de detecção de falhas baseadas no sinal de vibração não existe nos métodos que operam diretamente com o sinal de excitação como é o caso dos métodos baseados no sinal de força e de conjugado.

Outro problema relacionado à utilização do sinal de vibração é a dificuldade de se distinguir a vibração originada por falhas na carga mecânica daquelas excitadas por outras fontes de vibração localizadas nas proximidades. Nesse caso, se a frequência de vibração for muito próxima de uma das frequências características de falhas na carga, pode-se gerar um alarme falso.

2.7 Detecção de Falhas Através do Sinal de Corrente Elétrica do Motor de Acionamento

Conforme introduzido na Seção 1.2, o sinal de corrente elétrica do motor de acionamento é bastante atrativo como sinal de detecção de falhas por dispensar a instalação de sensores na carga mecânica rotativa. As técnicas de detecção de falhas implementadas com base nesse sinal partem do pressuposto de que os esforços e movimentos associados a falhas na carga mecânica são transmitidos ao motor de acionamento. Embora a transmissão desses esforços e movimentos possa também ocorrer através do conjunto composto pela carcaça e base de sustentação, o eixo de acoplamento entre o motor e a carga é o principal meio de transmissão. Atuando como transdutor de entrada, o motor elétrico converte esses esforços e movimentos em variações de corrente elétrica.

A literatura a respeito do emprego da corrente elétrica para fins de detecção de falhas é bastante rica em trabalhos direcionados à detecção de falhas no próprio motor elétrico de acionamento. Apesar do número menor de trabalhos dedicados à detecção de falhas em carga mecânicas rotativas, esses vêm crescendo e ganhando em importância.

A literatura aborda dois mecanismos principais de conversão de esforços e movimentos no eixo do motor em variações na corrente elétrica (Blodt et al. 2009): (i) a modulação em amplitude produzida pelas excentricidades no entreferro e (ii) a modulação em amplitude produzida pelo conjugado torcional. Estes dois mecanismos que dão origem a bandas laterais no espectro de frequências da corrente são descritos a seguir.

2.7.1 Modulação em Amplitude Produzida pelo Conjugado Torcional

Entre os trabalhos que se referem à detecção de falhas em cargas mecânicas que se baseiam no fenômeno de modulação da corrente de estator pelo conjugado de carga torcional, pode-se citar (Gu et al. 2011), (Bonaldi et al. 2008), (Blodt et al. 2006), (Dragomir-Daescu et al. 2003).

(Gu et al. 2011) e (Dragomir-Daescu et al. 2003) tratam do problema de falhas em compressores. Dragomir-Daescu et al. (2003) desenvolvem e comparam dois indicadores de falhas baseados, respectivamente, no sinal de vibração e no envelope da corrente de estator para fins de se avaliar o processo de desgaste natural de um compressor utilizado em sistemas de refrigeração. A variância do envelope da corrente de estator no tempo é utilizada como métrica para acompanhar o desgaste do compressor ao longo do tempo. Os resultados obtidos em um teste de desgaste acelerado de 96 dias mostraram-se satisfatórios. Gu et al. (2011) utilizam a análise bi-espectral do sinal de corrente para a detecção de falhas em um compressor de dois estágios. A variação de amplitude das bandas laterais da corrente é correlacionada com defeitos como vazamento e folga na correia do compressor.

Bonaldi et al. (2008) explora o efeito da modulação de fase explicado em (Blodt et al. 2006) para detectar problemas de desalinhamento e desbalanceamento em um ventilador industrial. É monitorada, por um período de um ano, a componente de passagem das lâminas, cuja frequência é de 3,9 Hz e mostrado o seu aumento com a evolução da falta. As bandas laterais da corrente de frequências iguais a $(60 \pm 3,9)$ Hz são mostradas para a situação anterior, durante e após a correção da falta. Graças ao fato de ser baixa a frequência de modulação em comparação à faixa de passagem do motor, foi possível medir uma variação de 26 dB na corrente.

Blodt et al. (2006) usam uma bancada com freio de Foucault e um sistema de geração de desbalanceamento de massa para testar diversos métodos de processamento de sinais na detecção de oscilações de conjugado. Componentes de conjugado de frequências até $0,5 \omega_e$ são aplicadas no eixo do motor. São medidas as correntes de fase e avaliada a eficácia de diversos métodos de processamento de sinais na detecção de falhas.

A produção de bandas laterais na corrente de estator através do conjugado de carga é explicada em (Filippetti et al. 1998) e (Salles et al. 2000) através do mecanismo de modulação em amplitude enquanto que em (Blodt et al. 2006) utiliza-se o mecanismo de modulação de fase para isso. Esses dois mecanismos são descritos a seguir tendo como base as referências citadas.

Desprezando-se os transientes elétricos e variações no fluxo de estator, Salles et al. (2000) mostram que um conjugado de carga senoidal superposto a uma componente contínua, $T_L = T + \alpha T \cos(2\pi f_o t)$, é capaz de modular as correntes de estator de um motor de indução gerando componentes de frequência “ $f_e - f_o$ ” e “ $f_e + f_o$ ”, onde f_e e f_o são, respectivamente, a frequência de alimentação do motor e a frequência de oscilação do conjugado. A dedução feita pelos autores parte do modelo de pequenos sinais da equação mecânica do acionamento, substitui a componente alternada do conjugado de carga pelo termo cossenoidal acima e o conjugado eletromagnético por um termo válido na região linear da característica conjugado versus velocidade do motor (“ $-k\delta\omega_r$ ”). Essas operações resultam em:

$$J \frac{d\delta\omega_r}{dt} = -k\delta\omega_r - \alpha T \cos(2\pi f_o t) \quad (2.1)$$

onde “ J ” é o momento de inércia do motor e k é uma função da resistência de rotor R_r , do número de pólos P , da tensão de alimentação V_s e da frequência de alimentação ω_e dada por:

$$k = \frac{3}{R_r} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \left(\frac{V_s}{\omega_e}\right)^2 \quad (2.2)$$

Integrando esta equação, chega-se às seguintes expressões para as oscilações de velocidade e de conjugado eletromagnético:

$$\delta\omega_r(t) = \frac{\alpha T}{\sqrt{k^2 + (2\pi f_o J)^2}} \cos\left(2\pi f_o t - \arctan \frac{2\pi f_o J}{k}\right) \quad (2.3)$$

$$\delta T_e(t) = \frac{k\alpha T}{\sqrt{k^2 + (2\pi f_o J)^2}} \cos\left(2\pi f_o t - \arctan \frac{2\pi f_o J}{k}\right) \quad (2.4)$$

Assumindo, por aproximação, que o conjugado eletromagnético modula somente as correntes de estator e não as f.e.m.’s, a corrente de estator é dada pelo produto:

$$i_s(t) = \Delta I \cos\left(2\pi f_o t - \arctan \frac{2\pi f_o J}{k}\right) \sqrt{2} I_{ef} \cos(2\pi f_e t + \alpha T) \quad (2.5)$$

Realizando a multiplicação dos dois termos cossenoidais acima e separando somente a componente $\delta i_s(t)$, resulta em:

$$\delta i_s(t) = (\Delta I_s/2) \cos\left[2\pi (f_e \pm f_o) t - \left(\pm \arctan \frac{2\pi f_o J}{k} - \alpha_{\Delta T}\right)\right] \quad (2.6)$$

A Equação (2.6) evidencia a existência das bandas laterais em torno da fundamental da corrente e que essas bandas se distanciam da fundamental por um fator igual à frequência da componente oscilatória do conjugado. Embora representem corretamente as frequências das bandas laterais, as expressões não prevêm a diferença de amplitude que ocorre entre essas bandas. Essa diferença é mostrada no Capítulo 3.

O outro ponto de vista de que o conjugado oscilante produz bandas laterais na corrente através do processo de modulação de fase é demonstrado por (Blodt et al. 2006). Os autores tomam como ponto de partida a mesma equação de conjugado de carga acima. Porém, ao invés de considerar o modelo de pequenos sinais, é utilizada a equação mecânica do acionamento na sua forma original:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L = T_e - (T + \alpha T \cos(2\pi f_o t)) \quad (2.7)$$

Neste ponto da dedução, para tornar possível o cancelamento dos dois primeiros termos no terceiro membro, os autores consideram que o conjugado eletromagnético T_e é igual à componente constante, T , do conjugado de carga. Esta consideração leva a:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = -\alpha T \cos(2\pi f_o t) \quad (2.8)$$

Deve-se chamar a atenção para o fato de que a consideração feita pelos autores de que o conjugado eletromagnético T_e é igual à componente constante, T , do conjugado de carga é válida somente para sinais de conjugado com frequência muito mais alta que a faixa de passagem do motor. Caso contrário, o conjugado eletromagnético seria um termo oscilatório na mesma frequência que o conjugado de carga e não poderia ser cancelado com a componente constante do conjugado de carga.

Retornando à dedução, obtém-se a posição angular do eixo através de dupla integração da equação mecânica. O resultado é:

$$\omega_r = \int \frac{d\omega_r}{dt} dt = -\frac{\alpha T}{J\omega_o} \sin(2\pi f_o t) + \omega_{ro} \Rightarrow \theta_r = \frac{\alpha T}{J\omega_o^2} \cos(2\pi f_o t) + \omega_{ro} t \quad (2.9)$$

A partir de (2.9), obtém-se o ângulo do fluxo de estator, $\theta_e = s\theta_e + \theta_r$, e, então, o seu valor:

$$\phi(t) = \Phi_s \cos(\omega_e t + \varphi_s) + \Phi_r \cos(\omega_e t + \beta \cos \omega_o t) \quad (2.10)$$

onde β é definido como:

$$\beta = \frac{\alpha T}{J\omega_o^2} \tag{2.11}$$

Derivando-se o fluxo de estator, chega-se a:

$$\begin{aligned} \frac{d\phi(t)}{dt} = & -\omega_e \Phi_s \text{sen}(\omega_e t + \varphi_s) - \omega_e \Phi_r \text{sen}(\omega_e t + \beta \cos \omega_o t) \\ & + \beta \omega_o \Phi_r \text{sen}(\omega_e t + \beta \cos \omega_o t) \text{sen} \omega_o t \end{aligned} \tag{2.12}$$

Utilizando-se, agora, o fato de que:

$$i_s(t) = \frac{v_s(t)}{R_s} - \frac{1}{R_s} \frac{d\phi(t)}{dt} \tag{2.13}$$

identifica-se na Equação (2.13), a existência de dois termos na corrente:

$$i_s(t) = i_{st}(t) + i_{rt}(t) = I_{st} \text{sen}(\omega_e t + \varphi_s) + I_{rt} \text{sen}(\omega_e t + \beta \cos \omega_o t) \tag{2.14}$$

Na dedução acima o índice “t” corresponde ao conjugado torcional. Foi desprezado o terceiro termo da Equação (2.12) pelo fato de ser $\beta \ll 1$.

Uma análise da Equação (2.14) para a corrente mostra que ela é composta por um termo não-modulado correspondente à f.m.m de estator e um termo que é consequência direta da f.m.m de rotor e que tem a fase modulada pelo conjugado de carga.

2.7.2 Modulação em Amplitude Produzida por Excentricidades no Entreferro

A maioria dos trabalhos encontrados por este autor que utilizam a corrente elétrica como variável de detecção, se baseiam no fenômeno de modulação provocado por excentricidades no entreferro da máquina. Uma parcela significativa dos trabalhos investigam o mecanismo de produção de excentricidades e aplicam as ferramentas desenvolvidas diretamente para monitorar o próprio fenômeno na máquina elétrica (Blodt et al. 2009), (Dorrel et al. 1997). Outra parcela bastante significativa exploram o fenômeno para a detecção de falhas em rolamentos mecânicos do próprio motor (Zhou et al. 2009), (Devaney e Eren 2004), (Obaid et al. 2003), (Raison et al. 2002) e (Schoen et al. 1995). São encontrados, ainda, um grande número de trabalhos voltados para a detecção de falhas mecânicas no próprio motor e nos sistemas de transmissão de conjugado entre ele e a carga. Os tipos mais comuns de falhas abordadas são:

desalinhamento e desbalanceamento (Baccarini 2005), (Riley et al. 1999), acoplamento danificado (Cox 2006), (Dragomir-Daescu et al. 2003) e quebra de dentes em sistemas de engrenagens (Kar e Mohanty 2006).

A obtenção de modelos matemáticos para o fenômeno de excentricidades no entreferro envolve longas deduções, podendo estas serem encontradas, por exemplo em (Dorrel et al. 1997) e (Blodt et al. 2009). Considerando os tipos estático e dinâmico, as deduções partem da modelagem do comprimento do entreferro seguida do cálculo da permeância e da densidade de fluxo em função do tempo e da posição angular de um ponto arbitrário na periferia do estator. A densidade de fluxo resultante deste processo de cálculo é:

$$B_{de}(\theta, t) = B_1 [1 + \delta_d \cos(\theta - \omega_r t)] \cos\left(\frac{P}{2}\theta - \omega_e t - \varphi_t\right) \quad (2.15)$$

onde B_{de} é a densidade de fluxo associada à excentricidade dinâmica, δ_d é o grau de excentricidade (varia entre 0 e 1), θ é um ponto na periferia do estator, P é o número de pólos, ω_r e ω_e são, respectivamente, a velocidade angular do rotor e a frequência de alimentação e φ_t é a fase inicial.

Com base nesta expressão, deduz-se que a corrente modulada em amplitude é dada por:

$$i_{am}(t) = I_1 (1 + \alpha \cos \omega_r t) \cos(\omega_e t - \varphi_i) \quad (2.16)$$

onde I_1 é a amplitude da fundamental da corrente e α é um índice de modulação proporcional ao nível de excentricidade, δ_d , do rotor.

Blodt et al. (2009) mostram ainda que a excentricidade estática é um caso particular da excentricidade dinâmica em que $\omega_r = 0$.

Continuando as deduções, o autor mostra que o conjugado eletromagnético do motor sofre, também, o efeito de modulação em amplitude e tem expressão análoga à da corrente.

Há que se destacar que o fenômeno de excentricidade produz componentes espectrais que têm frequências múltiplas da velocidade de rotação do rotor. Além disso, se for considerado o conjugado produzido por essas componentes, conclui-se que novas componentes moduladas em fase são produzidas na corrente de estator. Ou seja, quando a falta na carga produz excentricidades no rotor são produzidas bandas laterais na corrente pelos dois tipos de modulação: AM (Amplitude Modulation) e PM (Phase

Modulation). Esse fato é interessante para os propósitos deste trabalho pois estende a gama de aplicações da ferramenta desenvolvida no Capítulo 4 que é baseada no efeito torcional do conjugado.

2.7.3 Comentários Adicionais

A utilização das bandas laterais de corrente na detecção de faltas em cargas mecânicas requer a observação de algumas características de comportamento do motor. Quando se usa o fenômeno de modulação através do conjugado torcional, como abordado no Capítulo 3, a faixa de resposta do motor é limitada a algumas dezenas de hertz. O uso de dispositivos de acoplamento motor-carga flexíveis pode reduzir ainda mais essa faixa de passagem. Além disso, a sensibilidade do motor a componentes oscilatórias de conjugado torcional muda com o ponto de operação.

A modelagem precisa do fenômeno de excentricidade é um processo de grande complexidade. A detecção de faltas baseada nesse fenômeno é, às vezes, dificultada pelo fato de que diferentes tipos de faltas se mapeiam na mesma frequência. Além disso, é comum faltas que têm origem na componente torcional do conjugado e cujas frequências coincidem com aquelas geradas pela componente de excentricidade, terem amplitudes maiores que essas últimas. Isso dificulta a distinção das faltas e requer a utilização de técnicas sofisticadas (Blodt et al. 2009).

2.8 Conclusões

Foram abordados ao longo do capítulo os tipos de esforços gerados no eixo da máquina elétrica por faltas em cargas mecânicas a ela acopladas. A estrutura dos sistemas de detecção de faltas e os sinais utilizados para detecção foram descritos. Dada a relação estreita entre os sinais de vibração e corrente elétrica e ao fato de serem estes dois sinais os mais utilizados na detecção de faltas em cargas mecânicas acopladas ao eixo de motores elétricos, maior ênfase foi dada à descrição das técnicas de detecção através destes sinais.

Com base no estudo feito, pode-se dizer que há um grande potencial de utilização do motor elétrico como transdutor de conjugado para uso específico na detecção de faltas em cargas mecânicas acopladas. Isso se deve ao fato de que muitos sintomas produzidos por faltas são transmitidos diretamente ao eixo do motor e produzem modulação da corrente e de outras variáveis operativas da máquina.

A descrição dos fenômenos associados à modulação da corrente no contexto de detecção de faltas será útil no próximo capítulo onde diversos aspectos relacionados ao uso do motor para exercer a função de transdutor de conjugado são estudados.

Capítulo 3

Análise do Motor de Indução como Transdutor de Conjugado

Foram descritas de maneira generalizada no Capítulo 2 os principais tipos de esforços gerados no eixo do motor por faltas em cargas mecânicas rotativas a ele acopladas. Além das formas com que estas faltas se manifestam, abordou-se as técnicas de detecção de faltas e monitoração da condição mais utilizadas e procurou-se levantar as principais variáveis de indicação utilizadas nos sistemas de detecção e monitoração, suas vantagens e desvantagens. Foram destacados métodos que utilizam variáveis do próprio motor de acionamento para detectar faltas e monitorar a condição da carga. Viu-se que alteração na condição da carga afeta, principalmente, o conjugado resistente desenvolvido por ela. Isso se dá através do surgimento de oscilações/perturbações e/ou mudança no valor médio desse conjugado. Ao converter essas variações no conjugado de carga em variações nas correntes, no conjugado eletromagnético, na velocidade e em outras variáveis, o motor de indução exerce o papel de um transdutor de entrada. Esse é o principal fenômeno subjacente aos métodos de detecção de faltas em cargas mecânicas acopladas que utilizam variáveis do motor para indicação.

Embora o uso do motor de indução como transdutor de conjugado em sistemas de detecção de faltas venha tendo relativo sucesso quando comparado a outros dispositivos de medição, percebeu-se ao desenvolver este trabalho que, muitas das vezes, ele não tem sido tratado como tal. Assim, seu potencial não tem sido correta e/ou adequadamente explorado. Entre as razões que contribuem para isso estão o desconhecimento por parte de usuários (em muitos casos, profissionais de outras áreas do conhecimento diferentes da engenharia elétrica) dos aspectos relativos a essa função e a carência de informações sistematizadas a esse respeito.

Dada essa carência de informações sistematizadas, objetiva-se, neste capítulo, descrever o motor de indução sob a ótica de transdutor de conjugado de carga, avaliar qualitativa e quantitativamente as relações entre o conjugado de carga (variável de entrada) e as diversas variáveis possíveis de serem tomadas como saída e abordar alguns aspectos importantes para aplicação do motor como transdutor de entrada em sistemas de detecção de faltas e monitoração da condição. Ênfase é dada à corrente elétrica, já que ela é a principal variável do motor utilizada em sistemas de detecção de faltas. Tendo em vista esses objetivos, o capítulo está organizado da forma a seguir descrita.

O capítulo é dividido em três seções. Na Seção 3.1, uma visão do motor de indução sob a ótica de transdutor de conjugado é apresentada. Descreve-se as características do motor de indução que o assemelham a um transdutor convencional e os aspectos que o diferenciam. A Seção 3.2 usa o modelo em regime permanente do motor para avaliar algumas das características exibidas por ele na função de transdutor em sistemas de monitoração da condição baseados em sinais contínuos de conjugado. Na Seção 3.3 são analisadas, com base em modelos de pequenos sinais e diagramas de Bode, o comportamento dinâmico do motor no papel de transdutor de conjugado e sua resposta em frequência. A análise é voltada para aplicações de detecção de faltas que se baseiam em componentes oscilatórias do conjugado de carga. A seção aborda, também, algumas das características não-ideais do motor de indução no papel de transdutor de conjugado e as limitações trazidas por elas em aplicações de detecção de faltas em cargas mecânicas. Resultados de simulação são apresentados ao longo das seções e os experimentais na Seção 3.4. Por fim, a Seção 3.5 apresenta as conclusões do capítulo.

3.1 Uma Visão do Motor de Indução sob a Ótica de Transdutor de Entrada

Ao se olhar para o motor de indução sob o prisma de um transdutor de entrada vislumbra-se um universo de possibilidades que viabilizam o seu uso de maneira mais adequada em aplicações de monitoração da condição e detecção de faltas. Dessa maneira, o conhecimento disponível para a construção, caracterização e análise de transdutores pode, então, ser aplicado. Algumas das características de transdutores convencionais utilizados em sistemas de medição são de grande interesse na aplicação do motor de indução na monitoração da condição e detecção de faltas. Entre elas pode-se citar:

- Construção customizada para aumentar a sensibilidade à variável de entrada e rejeitar ao máximo perturbações;
- Disponibilidade de informações sistematizadas como aquelas encontradas em folhas de dados. Em geral, estes informam a faixa de passagem, “range”, precisão, resolução, linearidade, sensibilidade, variação de suas características com a temperatura, etc.;
- Emprego, quando necessário, de realimentação de estados para ampliar a faixa de passagem e reduzir, ainda mais, a sensibilidade à variações paramétricas e ambientais;

A disponibilidade dessas informações a respeito do motor de indução em aplicações de detecção de faltas e monitoração da condição aumentaria significativamente o grau de confiança dos resultados a serem utilizados para análise. Assim, ao receber uma indicação de que a amplitude de uma determinada componente de corrente elétrica variou, o usuário seria capaz de distinguir se ela corresponde a alguma anomalia na carga monitorada ou se ela é proveniente de alguma alteração nas características/comportamento do motor na função de transdutor. Como discutido mais adiante neste capítulo, variações em determinadas componentes da corrente elétrica associadas a faltas podem, também, ser causadas, pela mudança do valor médio do conjugado, por variações nos parâmetros do motor provocadas pelo aumento da temperatura, por variações na tensão de alimentação e outras.

Busca-se, a seguir, obter algumas dessas características para análise do motor de indução em sua função de transdutor de conjugado. Com vistas a fundamentar este tipo de análise, desenvolve-se, primeiramente, alguns dos conceitos e modelos necessários.

3.1.1 Conceito de Transdutor

De acordo com a terminologia aqui utilizada e que se baseia em (Fraden 2004), qualquer dispositivo que converte um tipo de energia em outro tipo de energia é considerado um *transdutor*. Tomando-se a energia mecânica como referência, pode-se classificar o dispositivo como *transdutor de entrada* se ele recebe em sua entrada energia na forma mecânica e como *transdutor de saída* ou *atuador* se ele entrega energia na forma mecânica. Um transdutor de entrada que apresenta o sinal de saída na forma elétrica é considerado um *sensor*. Observa-se, com base nessas definições, que o motor de indução é empregado, na maioria dos acionamentos elétricos, para exercer a função de transdutor de saída ou atuador. Assim, retirar energia na forma elétrica de uma

fonte de tensão (ou de corrente) e produzir conjugado para movimentação da carga mecânica acoplada ao seu eixo é a sua função primordial.

Por outro lado, a análise de seu princípio físico de funcionamento mostra que, ao aplicar um conjugado frenante em seu eixo (entrada de energia na forma mecânica) ele reage produzindo variações no conjugado eletromagnético, na velocidade (energia na forma mecânica), nos fluxos magnéticos (energia na forma magnética), nas correntes elétricas (energia na forma elétrica) e em outras variáveis internas. Assim, de acordo com a variável tomada como saída, seu funcionamento pode, também, ser interpretado como a de um transdutor de entrada e/ou como um sensor. Essa forma de operação é comparada com a convencional na Figura 3.1.

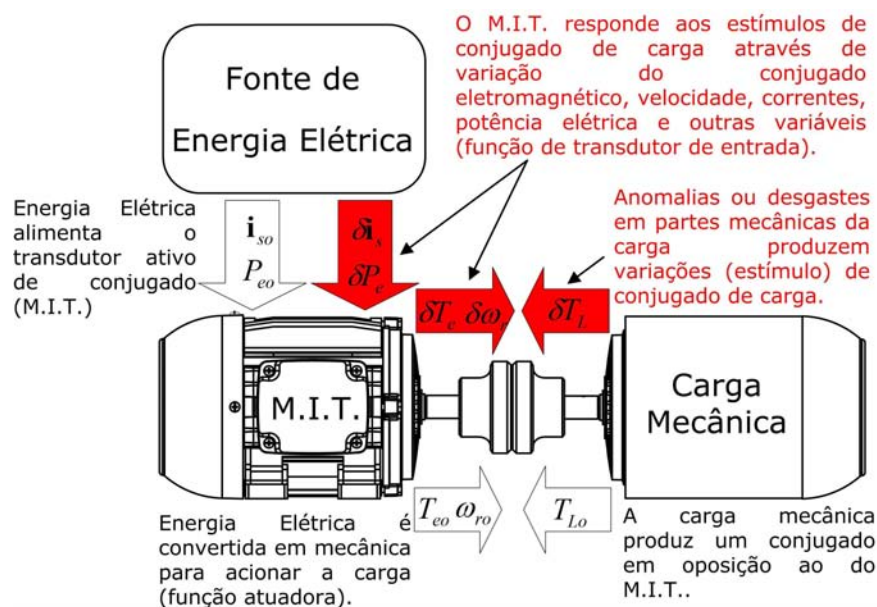


Figura 3.1: Comparação das Funções Atuadora e Transdutora do Motor de Indução. Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).

As setas transparentes na Figura 3.1 ilustram o fato de que a operação convencional como atuador se processa com o motor retirando energia da fonte elétrica e a entregando para a carga rotativa na forma mecânica. Nesse processo, um conjugado eletromagnético T_{eo} é desenvolvido para acionar a carga a uma velocidade ω_{ro} . Já as setas cheias na figura, ilustram a situação de operação como transdutor de entrada. Agora, anomalias de operação da carga e/ou desgastes em suas partes mecânicas fazem com que o conjugado resistente desenvolvido por ela se desvie de seu valor inicial T_{Lo} por um incremento δT_L . Esse desvio de conjugado de carga funciona como um

estímulo para o motor que, então, responde através de variação: (i) do conjugado eletromagnético (por um valor δT_e), (ii) da velocidade angular (por um valor $\delta\omega_r$), (iii) da corrente elétrica (por um valor δi_s), (iv) da potência elétrica (por um valor δP_e) e de outras variáveis internas (posição angular e aceleração do eixo, fluxos magnéticos, etc.).

Naturalmente, para que essa função transdutora seja exercida pelo motor, é necessário que ele esteja conectado a uma fonte de energia elétrica. Logo, na terminologia empregada em instrumentação, ele é um transdutor ativo ¹. Se a variável tomada como saída for o conjugado eletromagnético ou a velocidade (variáveis não-elétricas), sua operação pode ser interpretada como a de um transdutor de entrada ao passo que, se a variável tomada como saída for a corrente elétrica ou a potência elétrica ele pode ser classificado, ainda, além de transdutor de entrada, como sensor.

3.1.2 Analogia com um Instrumento de Bobina Móvel

Uma analogia interessante e que contribui para um melhor entendimento da operação do motor como transdutor de entrada pode ser feita com um instrumento de medição de bobina móvel e ímã permanente (BMIP). Esse dispositivo de medição convencional é um dos mais consagrados instrumentos utilizados na construção de amperímetros e voltímetros eletromecânicos sendo que sua construção e princípio físico de funcionamento se assemelham bastante ao de um motor c.c..

A Figura 3.2 mostra uma esquema deste tipo de instrumento e sua aplicação na medição da corrente em um circuito elétrico. O dispositivo é constituído de um rotor cilíndrico de ferro doce com grau de liberdade para girar em torno de um eixo de sustentação e concêntrico a uma peça de ímã permanente. Uma bobina enrolada em um quadro de alumínio e presa ao rotor é conectada ao circuito por onde passa a corrente elétrica que se deseja medir. Ao percorrer a bobina, a corrente elétrica interage com o campo magnético produzido pela peça de ímã permanente e gera um conjugado motor $T_e = k_\phi I$ capaz de provocar uma deflexão θ_r de um ponteiro solidário ao rotor e que se movimenta sobre uma escala graduada. Uma mola presa ao eixo do cilindro produz um conjugado $T_L = k_m \theta_r$ em oposição àquele produzido pela corrente e estabiliza a indicação em um ponto da escala. Além do conjugado motor e da mola, um conjugado $T_a = B\omega_r$ é produzido pela corrente induzida no quadro de alumínio e, pelo atrito entre este e o ar, contribui para amortecer o movimento do ponteiro ao longo da escala.

¹Transdutores que não necessitam de fonte externa para funcionar são chamados de transdutores passivos.

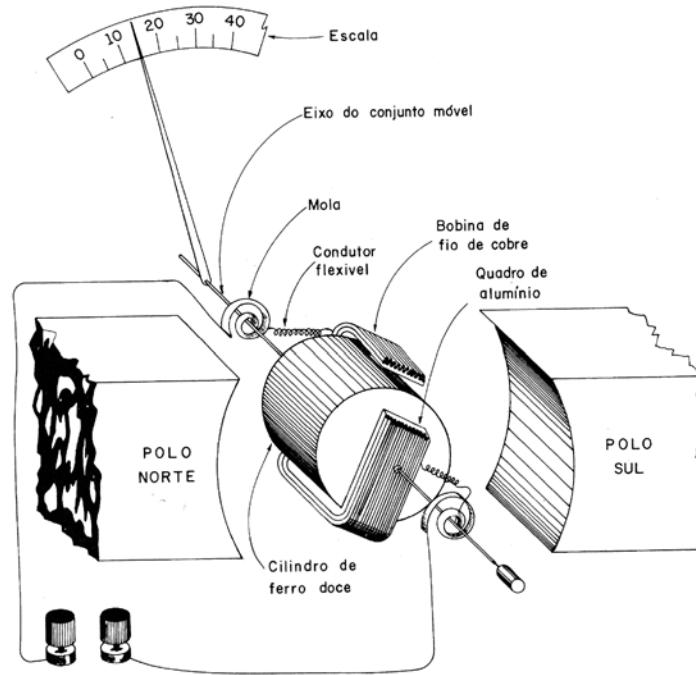


Figura 3.2: Instrumento de Bobina Móvel e Ímã Permanente. Fonte: (Medeiros Filho 1986).

Matematicamente, o movimento dinâmico do conjunto móvel é descrito pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} \sum T &= T_e - T_{mola} - T_{atrito} = k_\phi I - k_m \theta_r - B\omega_r \\ J \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} &= k_\phi I - k_m \theta_r - B \frac{d\theta_r}{dt} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Quando o ponteiro se estabiliza na escala, a velocidade ($d\theta_r/dt$) e a aceleração ($d^2\theta_r/dt^2$) se anulam e o conjugado motor e da mola se igualam, gerando uma deflexão θ_r proporcional ao mensurando (ou estímulo) I :

$$k_\phi I = k_m \theta_r \Rightarrow \theta_r = \frac{k_\phi}{k_m} I \quad (3.2)$$

Logo, a escala pode ser graduada em termos do mensurando I se ele for explicitado em termos de θ_r :

$$I = \frac{k_m}{k_\phi} \theta_r \quad (3.3)$$

É possível aplicar os conceitos de instrumentação definidos no início da sessão e interpretar o instrumento BMIP como sendo um sensor de conjugado (transdutor de entrada). Nesse caso, o conjugado desenvolvido pela mola ao sofrer um determinado deslocamento θ_r seria a variável a ser medida. O conjugado T_m produzido pela mola seria, então, a variável mecânica de entrada e a corrente elétrica inserida no enrolamento para contrabalancear o movimento do ponteiro na escala seria a variável elétrica de saída. Assim, uma vez que o ponteiro se estabilizasse na escala, o conjugado produzido pela mola poderia ser indicado pela corrente injetada pela fonte externa:

$$T_m = k_\phi I \quad (3.4)$$

Essa interpretação da operação do instrumento como transdutor de conjugado se aplicaria muito bem a um motor de indução com controle de posição em malha fechada. Nesse caso, estabelecer-se-ia uma posição θ_r de referência e, ao se aplicar um conjugado de carga T_L no eixo do motor, o controlador de conjugado reagiria, produzindo, assim, uma corrente i_{sq} proporcional a ele:

$$i_{sq} = \frac{T_L}{k\lambda_r} \quad (3.5)$$

A forma de operação do instrumento BMIP e do motor de indução com controle de posição descritas até aqui corresponde a uma situação muito particular em que o rotor destes dispositivos fica estacionário durante a medição. Na maioria dos casos, incluindo as situações onde variáveis do motor são utilizadas para fins de detecção de faltas na carga acoplada, a situação mais frequente é aquela em que o rotor gira, produzindo conjugado acionante. Nesse caso, para que a forma de operação como transdutor seja corretamente interpretada, é necessário levar em conta algumas diferenças importantes em relação ao instrumento BMIP:

- devido ao fato de que o rotor está quase sempre girando, é necessário considerar a equação de movimento completa, o que inclui os termos de velocidade ($d\theta_r/dt$) e aceleração ($d^2\theta_r/dt^2$);
- em muitas das aplicações de detecção de faltas, o conjugado de carga é oscilatório, podendo inclusive, apresentar um amplo espectro de frequências. Isso exige a avaliação do comportamento dinâmico e no domínio da frequência de θ_r e ω_r ;
- existem muito mais opções de variáveis de saída no motor de indução operando como transdutor de conjugado que no instrumento BMIP. Além disso, como é possível construir expressões de cálculo do conjugado de carga que envolvam as

diversas variáveis correlacionadas do motor, deve-se escolher a combinação que tenha maior grau de adequação à aplicação pretendida;

- diferentemente do instrumento BMIP, quando o motor de indução é utilizado em malha aberta, a relação entre o conjugado de carga (variável de entrada) e a variável de saída, em geral, só apresenta comportamento linear em uma faixa estreita de variação;
- dado que o ponto de operação na curva de magnetização e alguns dos parâmetros elétricos como as resistências de estator e de rotor se alteram em função do conjugado de carga, é necessário avaliar a influência desses na relação entrada-saída do transdutor.

Consideradas as diferenças apontadas acima, conclui-se que a interpretação do motor de indução como um transdutor de entrada, abre diversas possibilidades de configurá-lo como parte de um sistema de detecção de faltas. Além da corrente elétrica, bastante citada em outros trabalhos, foi visto que outras variáveis respondem a estímulos de conjugado de carga e podem ser utilizadas como sinal de saída. Como citado na subseção anterior, a escolha da variável mais apropriada é feita com base nas especificidades de projeto. É possível, então, projetar sistemas de detecção de faltas que processem matematicamente um ou mais sinais do motor para obtenção da variável de indicação. Um exemplo deste tipo de sistema é a ferramenta de auxílio à detecção de faltas apresentada no Capítulo 4.

3.2 O Motor de Indução como Transdutor de Conjugado em Aplicações de Monitoração da Condição

Partindo da interpretação de que o motor de indução é um transdutor de conjugado de carga com múltiplas possibilidades de saída como a corrente, a velocidade angular e a potência, é útil estabelecer relações entre estas variáveis. Essas relações tornam possível a avaliação de algumas das características transdutoras do motor. Tendo como foco a demonstração do conceito, algumas dessas relações são desenvolvidas aqui através da análise do modelo em regime permanente do motor de indução. Como se sabe, esse modelo é válido para representação de sinais contínuos de conjugado como aqueles a serem analisados em alguns sistemas de monitoração da condição. Contudo, a mesma metodologia pode ser aplicada na análise de sinais alternados de conjugado como aqueles decorrentes de diversos tipos de faltas em cargas mecânicas acopladas, desde que seja utilizado o modelo apropriado. A mesma abordagem se aplica, ainda, a modelos mais sofisticados como, por exemplo, àqueles que estabelecem relações entre o

grau de excentricidade do rotor e a amplitude das componentes de corrente de estator correspondentes ².

Diferentemente do que se encontrou em diversas publicações relacionadas a máquinas-ferramenta e outras, propõe-se aqui que, ao invés de relacionar a variável de saída do motor diretamente à variável mecânica monitorada, como por exemplo o desgaste, este procedimento seja realizado em duas etapas: A primeira delas é obter uma relação entre a variável mecânica monitorada e o conjugado desenvolvido pela carga. A segunda etapa é a obtenção de uma relação entre o conjugado de carga e a variável de indicação do motor. A primeira etapa requer conhecimento da carga específica a ser acionada. Já a segunda etapa, requer conhecimento da operação do motor como transdutor de entrada. Estando no foco deste trabalho, a segunda etapa é desenvolvida a seguir.

3.2.1 Obtenção das Relações Entrada versus Saída

Infelizmente, mesmo no caso simples do motor operando em regime permanente, nem todas as relações entre a variável de entrada T_L e as possíveis saídas podem ser escritas como uma função explícita abrangendo toda a faixa de operação. Um dos poucos casos em que isso é possível, é o da relação $T_L \times s$. Essa relação é deduzida a seguir. Para os demais casos, é utilizada nesta subseção, a solução numérica das equações do modelo para obtenção de representação gráfica.

A Figura 3.3 mostra um acionamento com motor de indução alimentado por uma fonte de tensão de amplitude e frequência constantes ³. O motor desenvolve um conjugado eletromagnético T_e fazendo com que o conjunto gire a uma velocidade angular ω_r . Além do conjugado resistente T_L da carga, o conjugado motor é contrabalanceado pelas componentes de atrito, ventilação T_{av} e inercial ($Jd\omega_r/dt$). O conjugado resistente da carga que é o mensurando de interesse, pode, então, ser escrito como uma função dessas componentes:

$$T_L = f(T_e, T_{av}, \omega_r) = T_e - T_{av} - J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3.6)$$

onde J é o momento de inércia do acionamento referido ao eixo do motor.

²Este modelo é utilizado, entre outras aplicações, na detecção de faltas em rolamentos mecânicos de motores de indução.

³Esse tipo de alimentação corresponde à maiorias dos casos.

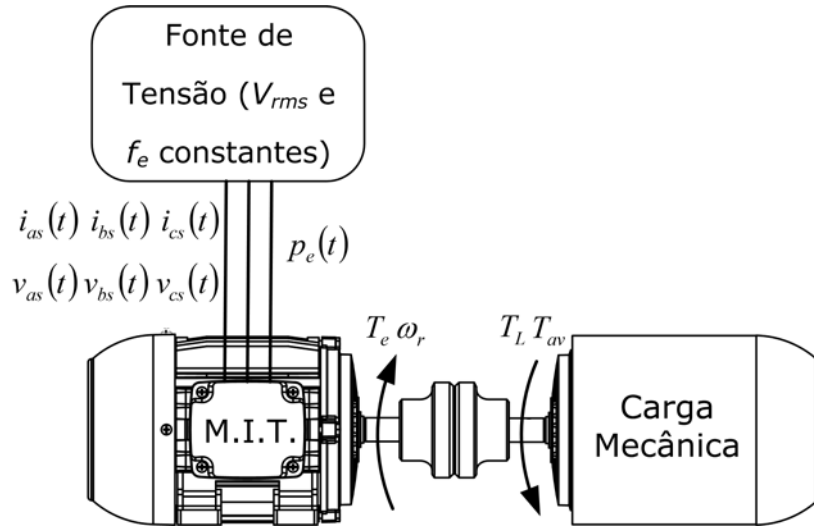


Figura 3.3: Motor de Indução como transdutor de conjugado (valor médio). Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).

Considerando o caso estático ($d\omega_r/dt = 0$), obtém-se:

$$T_L = f(T_e, T_{av}) = T_e - T_{av} \quad (3.7)$$

O conjugado T_{av} pode ser obtido indiretamente, dividindo-se as perdas por atrito e ventilação, P_{av} , obtidas a partir de ensaio padronizado (IEEE 2004), pela velocidade angular do motor. Esse conjugado varia muito pouco, principalmente para o caso em que o motor opera com velocidade praticamente constante. Sendo assim, este conjugado pode ser considerado constante. Se necessário, pode-se obter um modelo matemático que o relacione com a velocidade angular e com os parâmetros do motor.

O conjugado eletromagnético, por sua vez, está relacionado às variáveis de funcionamento do motor disponíveis para medição direta como a corrente elétrica de estator, a tensão de alimentação, a potência elétrica de entrada e o escorregamento (velocidade). No caso em análise, interessa a obtenção da relação entre o conjugado eletromagnético e o escorregamento. Após dedução dessa relação a partir do circuito equivalente por fase do motor (IEEE 2004), adiciona-se o termo T_{av} e obtém-se:

$$T_L = \frac{k_1 s}{(k_2 + k_3 s)^2 + (k_4 + k_5 s)^2} - T_{av} \quad (3.8)$$

onde todas as variáveis e parâmetros estão em valores por unidade (p.u.) e as constantes k_1, \dots, k_5 são dadas por:

$$\begin{aligned} k_1 &= (\omega_e L_m)^2 R_r V_s^2 & k_2 &= R_s R_r \\ k_3 &= \omega_e^2 [L_m^2 - (L_m + L_{ls})(L_m + L_{lr})] & & \\ k_4 &= R_r (L_m + L_{ls}) & k_5 &= R_s (L_m + L_{lr}) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Os parâmetros do circuito equivalente utilizados nas equações (3.8) e (3.9) são as resistências e indutâncias de dispersão de estator (índice s) e de rotor (índice r) representadas, respectivamente por: R_s , L_{ls} , R_r e L_{lr} , a indutância de magnetização L_m e o escorregamento s . A tensão de alimentação tem amplitude V_s e frequência ω_e . O escorregamento é uma função da velocidade angular ω_r e da velocidade síncrona ω_s dada por $s = (\omega_s - \omega_r) / \omega_s$.

A partir da Equação (3.8) e da solução numérica do circuito equivalente por fase, obtém-se a representação gráfica das saídas possíveis do motor operando como transdutor de conjugado. Esse procedimento é utilizado para obtenção das relações citadas para dois motores de indução típicos de potências iguais a 3 hp e 500 hp (parâmetros listados na Tabela 3.1). Assim, estipulando-se valores para o mensurando T_L , resolveu-se a Equação (3.8) para obtenção do escorregamento e calculou-se as demais variáveis a partir do circuito equivalente. Os sinais de saída correspondentes, (correntes de estator e de rotor, potência elétrica de entrada, fator de potência e escorregamento) foram traçados na Figura 3.4.a para o motor de 3 hp citado e na Figura 3.4.b para o motor de 500 hp. A figura foi obtida sob a condição de tensão de alimentação com amplitude e frequência fixas (motor alimentado diretamente da rede) e escorregamento restrito à faixa linear da característica *conjugado* \times *velocidade* do motor. Para fins de simplicidade, considerou-se o conjugado constante T_{av} nulo. Como foram escolhidos dois motores de potências bastante diferentes e utilizados valores por unidade, os resultados são, do ponto de vista qualitativo, bem representativos do universo de motores de indução.

Tabela 3.1: Parâmetros dos Motores de Indução Simulados (Krause 1986).

Pot. Nom. (hp)	Tens. Nom. (V)	Vel. Nom. (rpm)	Conj. Nom. (Nm)	Corr. Base (A)	R_s (Ω)	X_{ls} (Ω)	X_m (Ω)	X_{lr} (Ω)	R_r (Ω)	J (kgm ²)
3	220	1710	12,5	5,8	0,435	0,754	26,13	0,754	0,816	0,089
500	2300	1773	2009	93,6	0,262	1,206	54,02	1,206	0,187	11,06

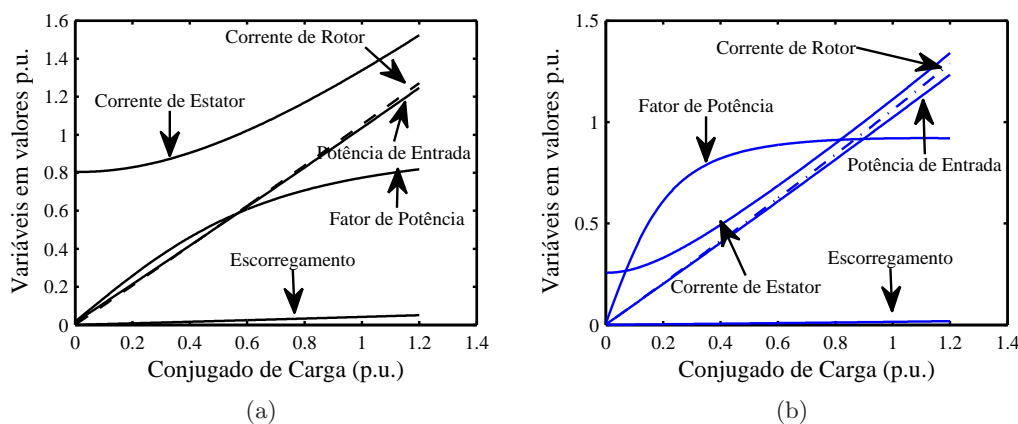


Figura 3.4: Relações Saída versus Entrada para (a) um motor de indução de 3 hp e (b) um motor de 500 hp

Com base no gráfico da Figura 3.4, é possível avaliar qualitativamente alguns aspectos de interesse em aplicações de monitoração da condição. Em aplicações onde se pretende, por exemplo, monitorar desgastes progressivos como aqueles que geram uma variação linear entre o nível de desgaste da peça trabalhada e o conjugado médio, e.g. máquinas-ferramenta, essa análise é útil, pois permite antever o comportamento do motor como transdutor de entrada. Nessa linha, interessa, entre outros, estabelecer a sensibilidade que a variável de indicação (corrente, potência, velocidade, etc.) apresenta às variações no conjugado de carga, sua faixa de variação linear e de que maneira ela é afetada pelas condições de operação e ambientais.

Os gráficos da Figura 3.4 permitem afirmar que, em aplicações onde o motor opera em regime permanente como a citada acima, a potência elétrica, a corrente de rotor e o escorregamento (ou velocidade angular) são sinais interessantes de serem utilizados como saída do transdutor, pois apresentam, em toda a faixa de operação, um comportamento mais próximo do linear que as demais variáveis.

A corrente elétrica de rotor é a variável linear em toda a faixa de operação que apresenta maior facilidade de se medir, pois requer apenas um sensor. Entretanto, ela não está disponível para medição em motores com rotor em gaiola. Entre a potência elétrica e o escorregamento, as inclinações das curvas nos gráficos da Figura 3.4 mostram que a potência é a que apresenta maior sensibilidade⁴. Para satisfazer a requisitos técnicos da operação como dispositivo de atuação, o motor é projetado, quase sempre,

⁴Sensibilidade pode ser definida como a relação entre variação na saída por unidade de variação na entrada.

de tal forma que o escorregamento varie o mínimo possível na situação a vazio até plena carga. Valores típicos para essa variação são da ordem de 1% a 7% do valor nominal. A utilização do escorregamento como variável de saída do motor como transdutor de conjugado requer, portanto, o emprego de instrumentos de medição com maior sensibilidade que aqueles utilizados na medição da potência elétrica. A potência elétrica, por outro lado, apresenta como desvantagem o fato de requerer o processamento de dois sinais elétricos (corrente e tensão) para sua obtenção.

O sinal de corrente elétrica de estator, que é o mais utilizado em aplicações de monitoração da condição e detecção de faltas, apresenta sensibilidade e linearidade tão boas quanto às do sinal de potência elétrica e de corrente de rotor na região acima de 30% (motor de 500 hp) a 40% (motor de 3 hp) do conjugado de carga nominal. A menor sensibilidade na região à esquerda dessa faixa se deve ao fato de que uma maior parcela da corrente absorvida é utilizada na excitação do motor. Esse comportamento linear e de boa sensibilidade na região de cargas não muito leves, aliado ao fato de que, diferentemente do sinal de potência elétrica, se gasta apenas um sensor para sua medição, torna o sinal de corrente elétrica de estator bastante atrativo para fins de monitoração.

O mesmo fenômeno de magnetização citado acima faz com que a sensibilidade do sinal de fator de potência apresente comportamento inverso ao sinal de corrente elétrica, sendo alta no início e diminuindo à direita da região citada no parágrafo anterior.

O requisito de que a variável de saída tenha comportamento linear em toda a faixa de valores do conjugado de carga, embora importante em aplicações de monitoração da condição como citado acima, não é necessário em aplicações de detecção de faltas que se manifestam através de oscilações no conjugado de carga. Isso se deve ao fato de que as componentes de interesse, geralmente, excursionam em torno de uma faixa restrita de valores onde a relação entre o conjugado de carga e a corrente pode ser considerada linear.

3.2.2 Influência de Variações Paramétricas na Medição

Existem diversas grandezas que influenciam a operação do motor de indução como transdutor de conjugado e que não estão representadas nas características de resposta da Figura 3.4. Entre elas pode-se citar a temperatura e variações na amplitude e frequência da tensão de alimentação do motor.

A variação de temperatura causa alteração nas características elétricas do motor. Essas variações se refletem nos parâmetros do circuito equivalente, principalmente nas resistências elétricas de estator R_s e de rotor R_r . A diferença entre o valor da resistência de estator medida com o motor frio e aquela medida na temperatura de equilíbrio com carga nominal é da ordem de 20%. Já a diferença na resistência de rotor medida nessas mesmas condições é da ordem de 50%. Uma análise do modelo da máquina mostra que variações na resistência de rotor praticamente não afetam a relação entre a corrente de estator e o conjugado de carga. Por outro lado, pode-se mostrar que a diferença entre o valor da resistência de estator a frio e aquecida implicam em uma diferença na corrente de estator em condição de carga nominal da ordem de 0,15% (motor de 500 hp) a 0,35% (motor de 3 hp).

O aumento da frequência de alimentação causa aumento do efeito pelicular na corrente com conseqüente variação das resistências e indutâncias, alteração nas perdas magnéticas e variação na temperatura de operação do motor. Essa situação é mais crítica em acionamentos com conversores eletrônicos. Além da componente fundamental da tensão cuja frequência, geralmente, é ajustada na faixa de zero a uma vez e meia a nominal, outras componentes harmônicas de frequências mais altas resultam da operação chaveada do conversor.

A variação da amplitude da tensão pode ocorrer de duas formas: variação uniforme nas amplitudes das três fases ou desbalanceamento das tensões. Para alimentação balanceada, o conjugado eletromagnético varia em proporção direta com o quadrado da tensão. Alterando a inclinação da característica $T_e \times s$, mudanças no valor das variáveis de indicação irão ocorrer. Já o desbalanceamento entre as tensões, entre outros efeitos, produz componentes de sequência negativa que reduzem a capacidade de conjugado do motor. O efeito de variação na amplitude da tensão (balanceada) sobre a corrente de estator é mostrado na Figura 3.5 para os motores de 3 hp e 500 hp citados anteriormente. Foi considerada uma variação de 2% na amplitude da tensão. Esse é um valor típico regulamentado em normas de qualidade de energia. Observou-se que o desvio em relação à característica nominal, provocado na corrente de estator, varia entre 0,5% e 2,2% dependendo do nível de carga e do porte do motor, sendo os desvios maiores para motores menores.

Embora sejam pequenos e imperceptíveis na utilização convencional do motor de indução como atuador, os desvios em relação às características nominais do motor provocados pelas diversas grandezas de influência, principalmente quando combinados, são importantes na utilização como transdutor de conjugado. Uma maneira de

se estimar quantitativamente o impacto destes desvios nesse tipo de uso do motor é utilizar ferramental matemático que permita avaliar incertezas de medição. Esse ferramental é introduzido a seguir.

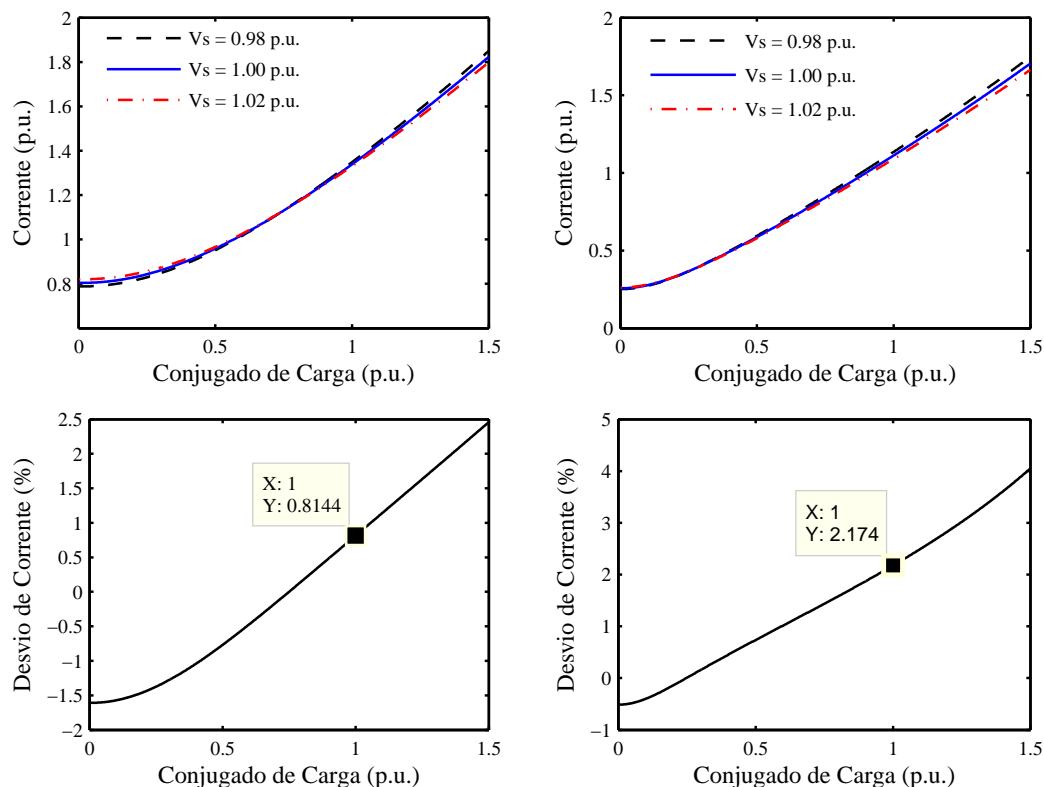


Figura 3.5: Influência de variações na amplitude da tensão na relação conjugado de carga versus corrente de estator para um motor de 3 hp (gráficos à esquerda) e outro de 500 hp (gráficos à direita).

3.2.3 Modelagem e Cálculo de Incertezas na Medição do Conjugado de Carga

As grandezas de influência descritas na subseção anterior podem introduzir erros importantes na medição. Além dessas grandezas, erros relacionados à instrumentação de medição, aos procedimentos de medição e determinação dos parâmetros do motor, podem contribuir para reduzir a confiabilidade dos resultados. O acionamento de máquinas-ferramenta citado anteriormente, é um exemplo onde esta situação é importante. Nessa aplicação, ao usar uma das variáveis de saída do motor como indicadora de desgaste, variações causadas pela temperatura e outras grandezas de influência são importantes de serem contabilizadas. Logo, ao se processar um sinal de indicação do motor para obter o conjugado de carga e posteriormente o nível de desgaste da

ferramenta, é necessário que se tenha uma estimativa da incerteza de medição. O cálculo da incerteza de medição é, também, útil na etapa de especificação da instrumentação, metodologia e procedimentos de medição, pois permite apontar os meios mais adequados para se atingir os objetivos da medição.

A metodologia mais aceita na atualidade para cálculo de incertezas de medição é aquela recomendada pelo BIPM⁵ e pela ISO⁶ na publicação conjunta intitulada ISO/GUM (*Guide to the expression of Uncertainty in Measurement*) (BIPM et al. 2003). De acordo com essa metodologia, deve-se partir de um modelo físico relacionando o mensurando com as variáveis de entrada e acrescentar todas as grandezas conhecidas que sejam capazes de influenciar o resultado de medição. Então, obtém-se um modelo de medição (ou relação funcional) $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_N)$ que, posteriormente, é utilizado na obtenção da melhor estimativa do mensurando y e no cálculo da incerteza de medição $u(y)$.

De acordo com o procedimento tipo B de avaliação de incertezas descrito no ISO/GUM, tanto as entradas, X_1, X_2, \dots, X_N como a saída Y do modelo de medição devem ser tratadas como variáveis aleatórias. As incertezas $u(x_i)$ associadas a cada entrada x_i do modelo e chamadas de incerteza-padrão, são definidas como sendo o desvio-padrão $\sigma(x_i)$ dessas entradas. Assim, conhecendo-se as incertezas de medição associadas a cada entrada do modelo, aplica-se a chamada L.P.U. – *Lei de Propagação de Incertezas* – e se obtém a incerteza-padrão do mensurando Y . Para o caso de modelos de medição não-lineares, $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_N)$, a aplicação desse procedimento resulta na expressão:

$$u(y) = \sqrt{\text{Var}[Y]} = \sqrt{\sum_{i=1}^N a_i^2 u(x_i)^2 + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N a_i a_j u(x_i, x_j)} \quad (3.10)$$

onde x_i e x_j são estimativas de X_i e X_j , $u(x_i)$ são as incertezas-padrão das entradas, $u(x_i, x_j) = u(x_j, x_i)$ são estimativas das covariâncias relacionadas a x_i e x_j e a_i 's, chamados coeficientes de sensibilidade, são dados por:

$$a_i \equiv \left. \frac{\partial f(X_1, X_2, \dots, X_N)}{\partial X_i} \right|_{X_1=x_1, X_2=x_2, \dots, X_N=x_N}$$

Essa metodologia é aplicada, a seguir, na obtenção de modelos de medição e expressões para a incerteza de medição para o conjugado de carga (mensurando de interesse) em duas situações: (i) usando o escorregamento e (ii) usando a corrente de

⁵Bureau International de Pesos e Medidas

⁶International Organization for Standardization

estator como variável de saída do transdutor. Algumas simplificações nas expressões derivadas do circuito equivalente são feitas para tornar o problema matematicamente tratável.

Modelo de Medição Obtido a Partir da Relação $T_L \times s$

O ponto de partida é o modelo físico dado pela relação $T_L \times s$, Equação (3.8). Porém, para que resultados analíticos mais simples e úteis possam ser obtidos, é interessante proceder-se à simplificação dessa equação. Essa simplificação decorre da consideração de que o motor normalmente opera na faixa linear da característica $T_L \times s$. Nessa região, os termos sk_3 e sk_5 são, respectivamente, muito menores que k_2 e k_4 . Além disso, k_2^2 é muito menor que k_4^2 . Com isso, a Equação (3.8) se torna:

$$T_L \cong \frac{k_1 s}{k_2^2 + k_4^2} - T_{av} \cong \frac{k_1}{k_4^2} s - T_{av} \cong \left(\frac{X_m}{X_s} \right)^2 \frac{V_s^2}{R_r} s - T_{av} \quad (3.11)$$

Nesse ponto, incluem-se os termos de correção para efeitos sistemáticos conhecidos e as grandezas que podem influenciar a medição. No caso acima, sabe-se que a resistência R_r do motor pode ser corrigida para compensar o efeito da temperatura. Assim, um modelo de medição possível é:

$$T_L = \left(\frac{X_m}{X_s} \right)^2 \frac{V_s^2}{R_r (1 + \alpha_t \Delta T)} s - T_{av} \quad (3.12)$$

Considerando-se as variáveis não-correlacionadas e aplicando a L.P.U. à equação acima, obtém-se:

$$\begin{aligned} u(T_L)^2 = & \left[\left(\frac{X_m}{X_s} \right)^2 \frac{V_s^2}{R_r (1 + \alpha_t \Delta T)} \right]^2 u(s)^2 + \left[2 \left(\frac{X_m}{X_s} \right)^2 \frac{V_s^2}{R_r (1 + \alpha_t \Delta T)} \frac{s}{X_m} \right]^2 u(X_m)^2 + \\ & \left[-2 \left(\frac{X_m}{X_s} \right)^2 \frac{V_s^2}{R_r (1 + \alpha_t \Delta T)} \frac{s}{X_s} \right]^2 u(X_s)^2 + \left[- \left(\frac{X_m}{X_s} \right)^2 \frac{V_s^2}{R_r (1 + \alpha_t \Delta T)} \frac{s}{R_r} \right]^2 u(R_r)^2 + \\ & \left[2 \left(\frac{X_m}{X_s} \right)^2 \frac{V_s^2}{R_r (1 + \alpha_t \Delta T)} \frac{s}{V_s} \right]^2 u(V_s)^2 + \\ & \left[-2 \left(\frac{X_m}{X_s} \right)^2 \frac{V_s^2}{R_r (1 + \alpha_t \Delta T)} \frac{\alpha_t \Delta T}{(1 + \alpha_t \Delta T)} \frac{s}{\Delta T} \right]^2 u(\Delta T)^2 + [-1]^2 u(T_{av})^2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Uma expressão mais simples pode ser obtida se ambos os membros forem divididos

por T_L^2 para obter a incerteza relativa:

$$\begin{aligned} \left[\frac{u(T_L)}{T_L} \right]^2 = & \left[\frac{u(s)}{s} \right]^2 + 4 \left[\frac{u(X_m)}{X_m} \right]^2 + 4 \left[\frac{u(X_s)}{X_s} \right]^2 + \left[\frac{u(R_r)}{R_r} \right]^2 + \\ & 4 \left[\frac{u(V_s)}{V_s} \right]^2 + 4 \left[\frac{\alpha_t \Delta T}{(1 + \alpha_t \Delta T)} \right]^2 \left[\frac{u(\Delta T)}{\Delta T} \right]^2 + \left[\frac{u(T_{av})}{T_L} \right]^2 \end{aligned} \quad (3.14)$$

Algumas informações úteis podem ser extraídas dessa expressão. A primeira delas é que o coeficiente “4” no 2º, 3º e 5º termos, indicam que incertezas na determinação de X_m , X_s e na medição de V_s têm maior peso que aquelas que afetam as outras variáveis. Outra informação útil é a de que variações na tensão de alimentação do motor, também contabilizadas no 5º termo, influenciam significativamente o resultado de medição. Além disso, a não correção da resistência R_r com a temperatura e a não contabilização da componente de atrito e ventilação T_{av} aumentam a incerteza de medição. Dado que as reatâncias X_s e X_m aparecem como quociente na Equação (3.12) e que a relação X_m/X_s é praticamente constante ao longo da região normal de operação do motor, a saturação magnética pouco influencia os resultados de medição.

Para se ter uma ideia quantitativa da incerteza na medição do conjugado nas condições discutidas acima, pode-se atribuir valores típicos para os termos no 2º membro da Equação (3.14) e proceder-se ao cálculo. Suponha que se tenha uma incerteza de 1% na determinação de X_m , X_s e R_r e de 2% na medição do escorregamento. Além disso, considere que a temperatura de operação da máquina com coeficiente $\alpha_t = 0,004^\circ\text{C}^{-1}$, não tenha sido medida, mas variou cerca de 10°C em relação à temperatura de ensaio e que a tensão de alimentação variou cerca de 2% em relação ao valor nominal. Por fim, suponha que o conjugado de atrito e ventilação tenha sido medido com uma incerteza igual a 2%. Com esses valores, a incerteza total na determinação do conjugado de carga é da ordem de 7,0%. Os valores parciais referentes a esse cálculo são fornecidos na Tabela 3.2. Cumpre destacar que essa estimativa da incerteza encontra-se subestimada em virtude das simplificações realizadas no modelo de medição (3.12). De acordo com (BIPM et al. 2003), estimativas melhores poderiam ser obtidas através da inclusão de todos os efeitos sistemáticos conhecidos ao modelo de medição. Porém, a inclusão destes efeitos dificultaria o tratamento analítico do problema.

Como se pode ver na Tabela 3.2, as incertezas na temperatura e na tensão são as principais componentes da incerteza total no conjugado de carga determinado com base no escorregamento (ou velocidade). Se essas componentes de incerteza forem

Tabela 3.2: Comp. de incerteza no cálculo do conjugado de carga: relação $T_L \times s$

Componente	$\frac{u(s)}{s}$	$\frac{u(X_m)}{X_m}$	$\frac{u(X_s)}{X_s}$	$\frac{u(R_r)}{R_r}$	$\frac{u(V_s)}{V_s}$	$\frac{u(\Delta T)}{\Delta T}$	$\frac{u(T_{av})}{T_{av}}$	$\frac{u(T_L)}{T_L}$
Valor (%)	2,0	2,0	2,0	1,0	4,0	3,9	2,0	7,0

reduzidas através de medição e utilização de seus valores na Equação (3.14), de tal forma que $u(\Delta T)/\Delta T = 1,0\%$ e $u(V_s)/V_s = 0,1\%$, a incerteza total cai para 4,1%. Incertezas menores podem ser obtidas se melhorias adicionais forem feitas no processo de medição e de determinação dos parâmetros.

Como comentários finais a respeito da medição do conjugado de carga a partir do escorregamento, pode-se dizer que a negligência de variações na resistência de rotor com a temperatura, de variações na amplitude da tensão de alimentação e do conjugado de atrito e ventilação podem levar a erros significativos. A redução da incerteza de medição passa obrigatoriamente, pela consideração do modelo de medição (3.12) e da expressão para a incerteza (3.14). A realização das medições com os enrolamentos sempre à mesma temperatura é um procedimento que contribui fortemente para redução da incerteza. Quando isso não for possível, usar uma estimativa e/ou medição da temperatura para corrigir o valor da resistência na Equação (3.12) é uma boa medida. Outro fator importante a ser levado em conta são as variações na amplitude da tensão da rede. Em instalações onde essas variações são muito significativas e não se tem disponíveis instrumentos para sua medição, a utilização do escorregamento para medição indireta do conjugado de carga pode não ser uma boa alternativa.

Modelo de Medição Obtido a Partir da Relação $T_L \times I_s$

O ponto de partida para obtenção de um modelo de medição é a obtenção de uma relação $T_e \times I_s$ a partir do circuito equivalente e sua substituição na Equação (3.7). Para obtenção de uma relação mais simples, desloca-se o ramo de magnetização do circuito equivalente para a entrada do motor⁷. Em seguida, aplica-se a lei de Kirchhoff ao circuito resultante para obter:

$$I_s^2 = \left[\left(\frac{s}{R_r} \right)^2 + \left(\frac{1}{X_m} \right)^2 \right] V_s^2 \quad (3.15)$$

⁷Para a operação com carga acima de 40%, essa aproximação dá resultados aceitáveis, uma vez que nas aplicações exploradas neste trabalho a preocupação está centrada na precisão e não na exatidão dos resultados.

O próximo passo é explicitar o escorregamento na Equação (3.15) e substituir no lado direito de (3.11). Isso resulta na equação:

$$T_L = \left(\frac{X_m}{X_s}\right)^2 \sqrt{\left(\frac{I_s}{V_s}\right)^2 - \frac{1}{X_m^2}} - T_{av} \quad (3.16)$$

Para motores não muito pequenos operando na região linear da característica conjugado versus velocidade, pode-se desprezar o 2º termo na raiz quadrada e, finalmente, obter:

$$T_L = \left(\frac{1}{V_s}\right) \left(\frac{X_m}{X_s}\right)^2 I_s - T_{av} \quad (3.17)$$

Aplicando-se a L.P.U. à equação acima e realizando-se as operações necessárias, chega-se à seguinte expressão para a incerteza total de medição:

$$\left[\frac{u(T_L)}{T_L}\right]^2 = \left[\frac{u(I_s)}{I_s}\right]^2 + 4 \left[\frac{u(X_m)}{X_m}\right]^2 + 4 \left[\frac{u(X_s)}{X_s}\right]^2 + \left[\frac{u(T_{av})}{T_L}\right]^2 + \left[\frac{u(V_s)}{V_s}\right]^2 \quad (3.18)$$

Um raciocínio análogo ao do caso anterior mostra que as componentes que têm maior peso na incerteza total são as incertezas na determinação dos parâmetros X_m e X_s . Considerando a incerteza na medição da corrente igual a 1% e as demais incertezas com o mesmo valor do caso anterior (ver Tabela 3.3), o resultado é uma incerteza combinada da ordem de 3,6%. Acredita-se ser esse um valor típico daquilo que se pode atingir na utilização do motor como transdutor de conjugado.

Uma comparação entre os modelos de medição dados pelas equações (3.16) e (3.17) com aquele dado pela Equação (3.12) mostra que, diferentemente desta última, a medição indireta de conjugado através da corrente praticamente não é influenciada por variações na resistência de rotor provocadas pela temperatura. Além disso, variações na tensão de alimentação têm peso menor que naquele caso. Decorre daí, o fato de ser a medição indireta de conjugado através da corrente mais precisa que através do escorregamento (ou velocidade).

As expressões para as incertezas de medição nas relações $T_L \times s$ e $T_L \times I_s$ foram obtidas sob condições de simplificação e estão, portanto, sujeitas a inexatidões. Resultados melhores podem ser obtidos a partir do uso das equações sem simplificações e/ou através da aplicação de métodos numéricos. O uso de equações não-simplificadas resulta, na maioria dos casos, em modelos implícitos para o mensurando. Embora úteis,

Tabela 3.3: Comp. de incerteza no cálculo do conjugado de carga: relação $T_L \times I_s$

Componente	$\frac{u(I_s)}{I_s}$	$\frac{u(X_m)}{X_m}$	$\frac{u(X_s)}{X_s}$	$\frac{u(T_{av})}{T_{av}}$	$\frac{u(T_L)}{T_L}$
Valor (%)	1,0	2,0	2,0	2,0	3,6

esses modelos não possibilitam a mesma simplicidade de análise dos casos acima. No caso de métodos numéricos, o ISO/GUM em seu suplemento 1 (JCGM et al. 2008), recomenda o uso do Método de Monte Carlo (Cox e Siebert 2006). Esse método pode, inclusive ser aplicado ao modelo dinâmico completo do motor. Embora seja um método capaz de apresentar resultados melhores, se for utilizado um modelo mais representativo do motor, a quantidade de iterações necessárias torna o método de Monte Carlo proibitivo do ponto de vista computacional.

3.3 O Motor de Indução como Transdutor de Conjugado em Aplicações de Detecção de Falhas Periódicas

As características estáticas e a metodologia de avaliação de incertezas discutidas na seção anterior possibilitaram a análise da operação do motor de indução como transdutor de entrada em situações onde os fenômenos associados ao processo de monitoração da condição e/ou detecção de faltas afetam apenas o valor médio do conjugado de carga. Entretanto, conforme abordado no Capítulo 2, diversos tipos de falta se manifestam na forma de perturbações periódicas de baixa amplitude no conjugado de carga. Por ser este o foco principal do trabalho, procede-se, a seguir, a uma análise da resposta do motor a esse tipo de perturbação.

Como abordado no Capítulo 2, a detecção de faltas na carga mecânica a partir da corrente elétrica e de outras variáveis do motor é, em muitos casos, feita a partir da monitoração de componentes espectrais relacionadas à falta de interesse. Sabendo-se que essas variáveis de indicação de faltas refletem a resposta do motor a estímulos específicos de conjugado de carga, a proposta desta seção é a de avaliar o desempenho do motor na realização dessa função transdutora.

É tratado com detalhes o caso de motores alimentados diretamente da rede elétrica e introduzido o caso de motores com controle em malha fechada de velocidade (controle por orientação de campo de rotor). A avaliação do motor ligado diretamente à rede elétrica parte do modelo dinâmico linear equivalente do motor para a obtenção de funções de transferência relacionando o conjugado de carga com as variáveis de in-

dicação de faltas. Já o caso de motores com controle de conjugado, dada a adequação, é tratado através do modelo em eixos d.q. girantes com o campo magnético de rotor. As funções de transferência obtidas são analisadas em diversas situações práticas para caracterizar o comportamento do motor no papel de “transduzir” o conjugado de carga. De maneira análoga ao estudo feito na seção anterior, a influência de variações em parâmetros do motor, das condições de operação e de incertezas de medição são analisadas.

3.3.1 Modelo Linear Equivalente no Domínio do Tempo

O modelo linear equivalente, a seguir desenvolvido, é bastante conveniente de ser utilizado, pois nas aplicações de detecção de faltas aqui focadas, o conjugado de carga excursiona numa faixa estreita (em torno de 10% a 20%) em comparação ao valor nominal. Nessa faixa, os resultados obtidos por esse modelo são aceitáveis. Esse modelo, além da simplicidade, tem como vantagem a possibilidade de se obter uma solução analítica (simbólica). Esta solução permite avaliar as influências de cada parâmetro do motor na sua operação como transdutor de conjugado.

Considere o modelo em notação de fasores espaciais do motor de indução (com rotor curto-circuitado) em um sistema de referência girante com velocidade ω_k . Fazendo-se uso da variável auxiliar $\tau = \omega t$, onde t é o tempo em segundos e ω_k é a frequência em rad/s . Este modelo pode ser escrito em p.u. como:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\lambda_s}{d\tau} + j\omega_k \lambda_s \\ 0 &= R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\lambda_r}{d\tau} + j(\omega_k - \omega_r) \lambda_r \\ h \frac{d\omega_r}{d\tau} + T_L &= \text{Im}(\lambda_s^* \mathbf{i}_s) \end{aligned} \quad (3.19)$$

onde \mathbf{v}_s , \mathbf{i}_s , \mathbf{i}_r , λ_s , λ_r , ω_r , R_s e R_r são, respectivamente os fasores espaciais de tensão, corrente, enlases de fluxo, as resistências, a velocidade angular e os subscritos “r” e “s” denotam, respectivamente, variáveis de estator e de rotor. A inércia e o conjugado de carga são representados, respectivamente, por h e T_L . Os enlases de fluxo em valores p.u. podem ser expressos em termos das correntes de estator e de rotor como segue:

$$\begin{aligned} \lambda_s &= X_s \mathbf{i}_s + X_m \mathbf{i}_r \\ \lambda_r &= X_m \mathbf{i}_s + X_r \mathbf{i}_r \end{aligned} \quad (3.20)$$

onde X_s , X_r e X_m são, respectivamente, as reatâncias de estator, de rotor e de magnetização.

Deve ser considerada a situação onde o motor, inicialmente operando em regime permanente, sofre a ação de um pequeno distúrbio de conjugado δT_L em seu eixo. Nos métodos de detecção de faltas de interesse como, por exemplo, os que empregam a M.C.S.A. (“Motor Current Signature Analysis”), esse distúrbio é de natureza oscilatória. Para obtenção de um modelo simples o suficiente para análise, a resistência de estator pode ser desprezada ($R_s = 0$) e o fluxo concatenado com o estator considerado inalterado ($d\lambda_s/d\tau = \mathbf{0}$) a despeito da variação na carga. Considera-se tensão nominal ($\mathbf{v}_s = 1$ p.u.) aplicada ao estator e que o sistema de eixos d.q. de referência gira em sincronismo com essa tensão ($\omega_k = 1$ p.u.). Com essas considerações, a primeira equação em (3.19) implica que:

$$1 = j\omega_k \lambda_s = j1\lambda_s \Rightarrow \lambda_s = -j \quad (3.21)$$

Substituindo este resultado nas equações de enlace de fluxo (3.20), o enlace de fluxo de rotor pode ser expresso em termos da corrente de estator e substituído na equação de tensão de rotor (2ª equação em (3.19)). O resultado desta operação é:

$$\mathbf{0} = \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + (s_p + js)\mathbf{i}_s - \frac{1}{X'_r}s + j\frac{k}{X_m}s_p \quad (3.22)$$

Na Equação (3.22), a velocidade angular foi substituída pelo escorregamento utilizando-se a relação $\omega_r = 1 - s$. Além disso, s_p é o escorregamento de conjugado máximo, k é uma constante e X'_r é a reatância transitória de rotor. O escorregamento de conjugado máximo e a constante k são dados por:

$$s_p = \frac{R_r}{X'_r} \quad k = \frac{X_m}{X_s} \quad (3.23)$$

Se o conjugado de carga variar de T_{Lo} para $T_{Lo} + \delta T_L$, serão observadas variações de \mathbf{i}_{so} para $\mathbf{i}_{so} + \delta\mathbf{i}_s$ na corrente de estator e de s_o para $s_o + \delta s$ no escorregamento. Substituindo-se estes valores na Equação (3.22) e na equação de movimento em (3.19) resulta em:

$$0 = \frac{d\delta\mathbf{i}_s}{d\tau} + (s_p + js_o)\delta\mathbf{i}_s + \left(-\frac{1}{X'_r} + j\mathbf{i}_{so}\right)\delta s \quad (3.24)$$

$$0 = h\frac{d\delta s}{d\tau} - \delta T_L + \text{Im}(j\delta\mathbf{i}_s) \quad (3.25)$$

Separando-se os fasores espaciais em componentes de eixo direto e quadratura e levando-se em conta em (3.24) que:

$$\left(-\frac{1}{X'_r} + j\mathbf{i}_{so}\right) = -j\frac{k}{X'_r}\lambda_{ro} = -j\frac{k}{X'_r}\left(\frac{s_o s_p + j s_p^2}{s_o^2 + s_p^2}\right) \quad (3.26)$$

um sistema de três equações diferenciais é obtido:

$$0 = \frac{d\delta i_{sq}}{d\tau} + s_p \delta i_{sq} - s_o \delta i_{sd} - 2T_p \frac{s_p^2}{s_p^2 + s_o^2} \delta s \quad (3.27)$$

$$0 = \frac{d\delta i_{sd}}{d\tau} + s_p \delta i_{sd} + s_o \delta i_{sq} - 2T_p \frac{s_o s_p}{s_p^2 + s_o^2} \delta s \quad (3.28)$$

$$0 = h \frac{d\delta s}{d\tau} + \delta i_{sq} - \delta T_L \quad (3.29)$$

Dado um motor qualquer submetido a uma perturbação de conjugado $\delta T_L(\tau)$ de pequena amplitude, se forem conhecidos o seu conjugado máximo T_p , o escorregamento correspondente a esse conjugado, s_p e o escorregamento s_o que ele opera, a solução das equações diferenciais lineares (3.27) – (3.29) determina uma estimativa do impacto que essa perturbação terá sobre a velocidade e as correntes de estator. Por serem lineares, as equações possibilitam a obtenção de solução analítica. Como abordado em outras partes deste trabalho, em muitos casos, esse tipo de solução é altamente desejável.

3.3.2 Modelo Linear Equivalente no Domínio da Frequência

A análise do comportamento do motor como transdutor de conjugado em aplicações onde as faltas na carga mecânica se manifestam através de oscilações periódicas de conjugado de baixa amplitude é mais convenientemente feita no domínio da frequência. Um modelo no domínio da frequência pode ser obtido a partir da transformada de Laplace das equações diferenciais lineares (3.27) – (3.29).

Considerando a linearidade das equações, o operador derivada pode ser substituído pelo operador de Laplace p e o sistema resolvido para $\Delta \mathbf{I}_{sq}(p)$, $\Delta \mathbf{I}_{sd}(p)$ e $\Delta s(p)$. As funções de transferência resultantes são:

$$\frac{\Delta \mathbf{I}_{sq}(p)}{\Delta T_L(p)} = -\frac{\frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p p + (s_p^2 - s_o^2)]}{p [(p + s_p)^2 + s_o^2] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p (p + s_p) - s_o^2]} \quad (3.30)$$

$$\frac{\Delta \mathbf{I}_{sd}(p)}{\Delta \mathbf{T}_L(p)} = \frac{\frac{2T_p}{h} \frac{s_o s_p}{s_p^2 + s_o^2} [p + 2s_p]}{p \left[(p + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p (p + s_p) - s_o^2]} \quad (3.31)$$

$$\frac{\Delta \mathbf{s}(p)}{\Delta \mathbf{T}_L(p)} = \frac{1}{h} \frac{(p + s_p)^2 + s_o^2}{p \left[(p + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p (p + s_p) - s_o^2]} \quad (3.32)$$

Nas equações acima, T_p é o conjugado máximo do motor em valores $p.u.$ Esse conjugado pode ser escrito em função de parâmetros do motor na forma:

$$T_p = \frac{k^2}{2X_r'} \quad (3.33)$$

Dado que o interesse deste trabalho está na resposta do motor às componentes oscilatórias senoidais do conjugado de carga, as funções de transferência (3.30) – (3.32) devem ser reescritas com o operador p substituído por $j\Omega$. As expressões resultantes são:

$$\frac{\Delta \mathbf{I}_{sq}(j\Omega)}{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)} = \frac{\frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [j\Omega s_p + (s_p^2 - s_o^2)]}{j\Omega \left[(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p (j\Omega + s_p) - s_o^2]} \quad (3.34)$$

$$\frac{\Delta \mathbf{I}_{sd}(j\Omega)}{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)} = \frac{\frac{2T_p}{h} \frac{s_o s_p}{s_p^2 + s_o^2} [j\Omega + 2s_p]}{j\Omega \left[(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p (j\Omega + s_p) - s_o^2]} \quad (3.35)$$

$$\frac{\Delta \mathbf{s}(j\Omega)}{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)} = \frac{\frac{1}{h} \left[(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right]}{j\Omega \left[(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p (j\Omega + s_p) - s_o^2]} \quad (3.36)$$

As funções de transferência (3.30) – (3.32) juntamente com as equações (3.34) – (3.36) no domínio da frequência são a base da análise teórica desenvolvida nas próximas seções. A simplicidade do modelo reside na linearidade das equações e no fato de que somente três parâmetros, T_p , s_p e h , são necessários para caracterizar a operação dinâmica do motor. Os parâmetros T_p e s_p são obtidos a partir da característica $T_e \times \omega_r$ e fornecidos na folha de dados do motor. A inércia h pode ser calculada através da combinação entre a inércia do motor (fornecida pelo fabricante) e a inércia da carga referida ao eixo do motor. Como demonstrado mais adiante, o escorregamento de conjugado máximo, a inércia e a inclinação da característica $T_e \times \omega_r$ são decisivos no desempenho do motor como transdutor de conjugado.

O conjugado de carga, as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente e o escorregamento nas equações (3.34) – (3.36) acima são variáveis complexas e devem ser interpretadas de maneira semelhante a fasores utilizados em análise de circuitos elétricos. Assim, o conjugado de carga senoidal de frequência Ω , $\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)$, que é a variável de estímulo, deve ser visto de maneira análoga a um fasor de tensão, enquanto que as variáveis de resposta, $\Delta \mathbf{I}_{sq}(j\Omega)$, $\Delta \mathbf{I}_{sd}(j\Omega)$ e $\Delta \mathbf{s}(j\Omega)$, devem ser vistas de maneira análoga a fasores de corrente. Utilizando a notação apropriada, as relações entre estes fasores e as variáveis correspondentes no domínio do tempo são explicitadas abaixo:

$$\delta T_L(\tau) = \Delta T \cos \Omega \tau = \Re \{ \Delta T e^{j\Omega \tau} \} \Rightarrow \Delta \mathbf{T}_L = \Delta T_L / 0^\circ \quad (3.37)$$

$$\delta i_{sq}(\tau) = \Delta I_{sq} \cos(\Omega \tau + \varphi_q) = \Re \{ \Delta I_{sq} e^{j(\Omega \tau + \varphi_q)} \} \Rightarrow \Delta \mathbf{I}_{sq} = \Delta I_{sq} / \varphi_q \quad (3.38)$$

$$\delta i_{sd}(\tau) = \Delta I_{sd} \cos(\Omega \tau + \varphi_d) = \Re \{ \Delta I_{sd} e^{j(\Omega \tau + \varphi_d)} \} \Rightarrow \Delta \mathbf{I}_{sd} = \Delta I_{sd} / \varphi_d \quad (3.39)$$

$$\delta s(\tau) = \Delta s \cos(\Omega \tau + \varphi_s) = \Re \{ \Delta s e^{j(\Omega \tau + \varphi_s)} \} \Rightarrow \Delta \mathbf{s} = \Delta s / \varphi_s \quad (3.40)$$

3.3.3 Relação entre as Componentes q e d da Corrente e as Bandas Laterais da Corrente de Fase

Neste ponto do trabalho, é conveniente estabelecer a conexão entre as componentes q e d do fasor espacial $\delta \mathbf{i}_s(\tau) = \delta \mathbf{i}_{sq}(\tau) - j \delta \mathbf{i}_{sd}(\tau)$ e as conhecidas componentes ou bandas laterais da corrente de fase que surgem no espectro de frequência da corrente de estator nos métodos de detecção de faltas M.C.S.A.. Como mostrado nesta seção, há uma relação estreita entre estas componentes.

O fasor espacial de corrente \mathbf{i}_s em um sistema de eixos dq síncrono com a tensão de alimentação do motor (frequência ω_e) pode ser escrito em termos de suas componentes q e d , incluindo as perturbações δi_{sq} e δi_{sd} provocadas pelo conjugado de carga, na forma:

$$\mathbf{i}_s = (I_{sqo} + \delta i_{sq}) - j (I_{sdo} + \delta i_{sd}) \quad (3.41)$$

A relação entre a corrente da fase a do motor e as componentes q e d do fasor espacial \mathbf{i}_s é dada pela primeira equação da transformada DQ0/ABC (Krause 1986):

$$i_{sa}(t) = i_{sd}(t) \cos \omega_e t + i_{sq}(t) \sin \omega_e t \quad (3.42)$$

Substituindo as componentes q e d dadas pela Equação (3.41) na Equação (3.42), resulta em:

$$i_{sa} = (I_{sdo} + \delta i_{sd}) \text{sen} \omega_e t + (I_{sqo} + \delta i_{sq}) \text{cos} \omega_e t \quad (3.43)$$

onde o índice de tempo foi omitido em favor da simplicidade da notação.

Substituindo a forma temporal das componentes q e d das perturbações de corrente de frequência ω dadas pelas equações (3.38), obtém-se:

$$i_{sa} = (I_{sdo} \text{sen} \omega_e t + I_{sqo} \text{cos} \omega_e t) + \Delta I_{sd} \text{cos} (\omega t + \varphi_d) \text{sen} \omega_e t + \Delta I_{sq} \text{cos} (\omega t + \varphi_q) \text{cos} \omega_e t \quad (3.44)$$

Neste ponto do desenvolvimento, é possível identificar que o primeiro termo entre parênteses corresponde à componente fundamental da corrente. Os dois próximos termos correspondem à modulação em amplitude provocada pelo conjugado oscilante na corrente da fase a . Utilizando identidades trigonométricas e rearranjando a equação resultante, chega-se a:

$$i_{sa} = i_{saf} + i_{sal} + i_{sar} \quad (3.45)$$

onde:

$$i_{saf} \equiv I_{sdo} \text{sen} \omega_e t + I_{sqo} \text{cos} \omega_e t \quad (3.46)$$

$$i_{sal} \equiv \frac{\Delta I_{sq}}{2} \text{cos} [(\omega_e - \omega) t - \varphi_q] + \frac{\Delta I_{sd}}{2} \text{sen} [(\omega_e - \omega) t - \varphi_d] \quad (3.47)$$

$$i_{sar} \equiv \frac{\Delta I_{sq}}{2} \text{cos} [(\omega_e + \omega) t + \varphi_q] + \frac{\Delta I_{sd}}{2} \text{sen} [(\omega_e + \omega) t + \varphi_d] \quad (3.48)$$

$$(3.49)$$

As correntes i_{saf} , i_{sal} e i_{sar} definidas acima correspondem, respectivamente, à componente fundamental, à banda lateral esquerda e à banda lateral direita da corrente de estator.

Utilizando, na equação acima, as identidades trigonométricas:

$$\text{cos} [(\omega_e - \omega) t - \varphi_q] = \frac{e^{j[(\omega_e - \omega)t - \varphi_q]} + e^{-j[(\omega_e - \omega)t - \varphi_q]}}{2} \quad (3.50)$$

$$\text{sen} [(\omega_e - \omega) t - \varphi_d] = \frac{e^{j[(\omega_e - \omega)t - \varphi_d]} - e^{-j[(\omega_e - \omega)t - \varphi_d]}}{2j} \quad (3.51)$$

a banda lateral esquerda da corrente de estator, i_{sal} , pode ser escrita como:

$$i_{sal} = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_{sq} e^{-j\varphi_q} - j\Delta I_{sd} e^{-j\varphi_d}}{2} e^{j(\omega_e - \omega)t} + \frac{1}{2} \frac{\Delta I_{sq} e^{j\varphi_q} + j\Delta I_{sd} e^{j\varphi_d}}{2} e^{-j(\omega_e - \omega)t} \quad (3.52)$$

Identificando os fasores $\Delta \mathbf{I}_{sq}$ e $\Delta \mathbf{I}_{sd}$ na equação anterior, obtém-se:

$$i_{sal} = \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{\Delta \mathbf{I}_{sq} + j\Delta \mathbf{I}_{sd}}{2} \right]^* e^{j(\omega_e - \omega)t} + \left[\frac{\Delta \mathbf{I}_{sq} + j\Delta \mathbf{I}_{sd}}{2} \right] \left[e^{j(\omega_e - \omega)t} \right]^* \right\} \quad (3.53)$$

Os termos entre chaves correspondem à componente de sequência negativa, $\Delta \mathbf{I}_{sn}$, da corrente. Identificando-os nessa equação, chega-se a:

$$i_{sal} = \frac{1}{2} \left\{ \Delta \mathbf{I}_{sn}^* e^{j(\omega_e - \omega)t} + \Delta \mathbf{I}_{sn} e^{-j(\omega_e - \omega)t} \right\} \quad (3.54)$$

Estando evidenciado na equação acima que i_{sal} é uma corrente de frequência igual a $(\omega_e - \omega)$, um fasor \mathbf{I}_{sal} pode ser definido como:

$$\mathbf{I}_{sal} \equiv I_{sal} / \underline{\varphi_{sal}} = \Delta \mathbf{I}_{sn}^* \quad (3.55)$$

ou seja, o fasor correspondente à banda lateral esquerda da corrente de estator é igual ao complexo conjugado da componente de sequência negativa do fasor $\delta \mathbf{i}_s$. Essa componente de sequência negativa pode ser escrita em termos das componentes q e d desse fasor se for utilizado o termo entre chaves na Equação (3.53):

$$\Delta \mathbf{I}_{sn} = \frac{\Delta \mathbf{I}_{sq} + j\Delta \mathbf{I}_{sd}}{2} \quad (3.56)$$

Uma dedução semelhante mostra que a banda lateral direita da corrente da fase a está relacionada à componente de sequência positiva através da equação:

$$i_{sar} = \frac{1}{2} \left\{ \Delta \mathbf{I}_{sp} e^{j(\omega_e + \omega)t} + \Delta \mathbf{I}_{sp}^* e^{j(\omega_e + \omega)t} \right\} \quad (3.57)$$

e que o fasor correspondente a essa componente temporal está relacionado, agora, à componente de sequência positiva do fasor $\delta \mathbf{i}_s$ através da equação:

$$\mathbf{I}_{sar} \equiv I_{sar} / \underline{\varphi_{sar}} = \Delta \mathbf{I}_{sp} \quad (3.58)$$

De maneira semelhante ao caso anterior, essa componente de sequência positiva pode ser escrita em termos das componentes q e d desse fasor se for utilizada a Equação (3.57):

$$\Delta \mathbf{I}_{sp} = \frac{\Delta I_{sq} - j\Delta I_{sd}}{2} \quad (3.59)$$

As relações obtidas acima podem ser utilizadas com vantagem na obtenção das componentes ΔI_{sq} e ΔI_{sd} . Elas indicam que é possível obter essas componentes a partir de medição de uma única corrente do motor. Para isso, é necessário, ao calcular o espectro de frequências da corrente, armazenar também a fase das bandas laterais. Outra possibilidade, em situações onde o cálculo da transformada de Fourier é indesejada, é utilizar o processo inverso. Assim, tendo-se à disposição as componentes i_{sq} e i_{sd} da corrente em eixo síncrono, pode-se aplicar filtragem tipo “Notch” para se isolar as componentes ΔI_{sq} e ΔI_{sd} . A partir da amplitude e fase delas se chega às bandas laterais através das relações anteriores.

Uma representação gráfica é útil para esclarecer um pouco mais a existência das componentes de sequência positiva e negativa do fasor espacial $\delta \mathbf{i}_s$. Graficamente, esse fasor espacial pode ser representado na forma mostrada na Figura 3.6. Nesta figura, o fasor espacial \mathbf{i}_s pode ser representado pela soma do fasor \mathbf{i}_{so} que corresponde à operação o motor livre de perturbações. Esse fasor espacial gira em sincronismo com a tensão de alimentação e possui componentes contínuas i_{sqo} e i_{sdo} no sistema de eixos qd orientado. Como indicado pelas equações (3.38) e (3.39), as componentes senoidais δi_{sq} e δi_{sd} pulsam na direção dos eixos q e d , respectivamente, com a mesma frequência do sinal de conjugado de carga. Dado que essas duas componentes geram o fasor espacial $\delta \mathbf{i}_s$, esse último descreve, então, uma trajetória elíptica em torno de \mathbf{i}_{so} . De acordo com a amplitude e frequência do sinal de conjugado de carga, essa trajetória elíptica pode se transformar em uma linha reta (componentes em fase entre si) ou em um círculo (componentes de amplitudes iguais e defasadas entre si de 90°). Além disso, pode-se afirmar que somente componentes de sequência positiva estarão presentes se as componentes δi_{sq} e δi_{sd} tiverem a mesma amplitude e apresentarem defasamento de 90° no domínio do tempo. Por outro lado, se essas componentes tiverem mesma amplitude e um defasamento temporal de 45° , as componentes de sequência positiva e negativa estarão presentes com a mesma amplitude e fases opostas.

Essa trajetória elíptica descrita pelo fasor espacial $\delta \mathbf{i}_s$ pode, utilizando a teoria de componentes simétricas, ser decomposta em duas trajetórias circulares em sentidos

opostos e representadas pelas componentes de sequência positiva $\Delta \mathbf{I}_{sp}$ e negativa $\Delta \mathbf{I}_{sn}$ apresentadas anteriormente.

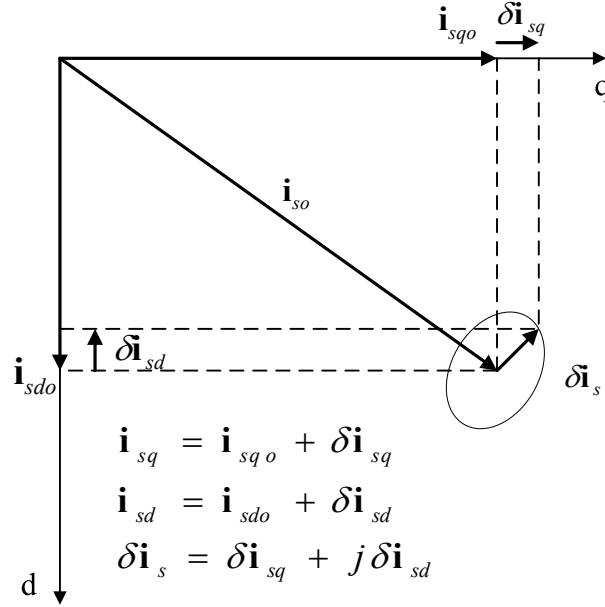


Figura 3.6: Representação gráfica dos fasores espaciais de corrente

Esclarecida a relação entre as bandas laterais da corrente de fase do motor e as componentes q e d do fasor δi_s , pode-se, agora, obter as funções de transferência senoidais relacionando essas bandas laterais com o conjugado de carga do motor. Isso é conseguido através da substituição das funções de transferência senoidais (3.34) e (3.35) nas equações (3.56) e (3.59). O resultado é:

$$\frac{\mathbf{I}_{sal}(j\Omega)}{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)} = \frac{\frac{T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [(s_p^2 - s_o^2 - \Omega s_o) - j s_p (\Omega + 2s_o)]}{-j\Omega [(-j\Omega + s_p)^2 + s_o^2] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p (-j\Omega + s_p) - s_o^2]} \quad (3.60)$$

$$\frac{\mathbf{I}_{sar}(j\Omega)}{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)} = \frac{\frac{T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [(s_p^2 - s_o^2 + \Omega s_o) + j s_p (\Omega - 2s_o)]}{j\Omega [(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p (j\Omega + s_p) - s_o^2]} \quad (3.61)$$

3.3.4 Análise do Modelo Linear Equivalente

Os parâmetros presentes nas funções de transferência de corrente, equações (3.30) e (3.31), são o conjugado máximo T_p , o escorregamento s_p correspondente e a constante de inércia h . Estes são os principais parâmetros para a análise dos métodos de detecção

de faltas na carga baseados na corrente do motor. A grande utilidade destes parâmetros decorre do fato de que eles permitem avaliar o desempenho do motor no exercício da função transdutora de maneira rápida e simples. Para isso, basta ter à disposição a curva $T_e \times \omega_r$ e a inércia total do acionamento referida ao eixo do motor. A partir desses parâmetros podem ser acessados a faixa de passagem, a frequência de ressonância, a variação do ganho e fase com a frequência e outros parâmetros relacionados à resposta em frequência. A forma como variações na resistência de rotor afetam o desempenho do motor como transdutor pode, também, ser avaliada por meio de s_p .

As funções de transferência (3.30), (3.31) e (3.32) têm o mesmo denominador e, conseqüentemente, a mesma equação característica. Como era de se esperar, estas equações mostram que perturbações de conjugado de carga afetam, diferentemente, as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do estator e o escorregamento (velocidade). Embora os denominadores e, conseqüentemente os pólos, sejam idênticos, os ganhos c.c. e os zeros são diferentes. A função de transferência de eixo direto $\Delta I_{sd}/\Delta T_L$ tem um zero localizado em $-2s_p$ enquanto que a função de transferência de eixo em quadratura $\Delta I_{sq}/\Delta T_L$ tem o seu zero localizado em $-(s_p^2 - s_o^2)/s_p$ e a função de transferência relativa ao escorregamento tem zero complexo conjugado localizado em $-s_p \pm js_o$. Isto indica que a função de transferência de eixo em quadratura tem maior largura de faixa que a de eixo direto e que a função de transferência relativa ao escorregamento tem faixa de passagem intermediária a essas duas. Além disso, por ter dois zeros finitos, a função de transferência relativa ao escorregamento apresenta uma taxa de atenuação com a frequência menor que as outras duas.

Os ganhos c.c. obtidos a partir das equações (3.30), (3.31) e (3.32) são:

$$G_q \equiv \left. \frac{\Delta I_{sq}(j\Omega)}{\Delta T_L(j\Omega)} \right|_{j\Omega=0} = 1 \quad (3.62)$$

$$G_d \equiv \left. \frac{\Delta I_{sd}(j\Omega)}{\Delta T_L(j\Omega)} \right|_{j\Omega=0} = \frac{2s_o s_p}{s_p^2 - s_o^2} \quad (3.63)$$

$$G_s \equiv \left. \frac{\Delta s(j\Omega)}{\Delta T_L(j\Omega)} \right|_{j\Omega=0} = \frac{s_o^2}{2T_p s_p} \frac{s_p^2 + s_o^2}{s_p^2 - s_o^2} \quad (3.64)$$

A Equação (3.62) mostra que, na faixa de baixas frequências, a corrente ΔI_{sq} segue com ganho unitário, as oscilações de conjugado de carga. Já as Equações (3.63) e (3.64) mostram que, nesta faixa de frequências, a corrente de eixo direto e o escorregamento

dependem do valor médio de conjugado do motor (indicado por s_o). Uma aproximação razoavelmente boa é considerar $s_o \ll s_p$ nas expressões (3.63) e (3.64). Neste caso os ganhos assumem os valores:

$$G_d(0) \cong \frac{2s_o}{s_p} \quad (3.65)$$

$$G_s(0) = \frac{s_o^2}{2T_p s_p} \quad (3.66)$$

A equação aproximada (3.65) indica uma variação em proporção direta entre a corrente ΔI_{sd} e o valor médio de conjugado de carga (escorregamento s_o) ao passo que a Equação (3.66) indica variação quadrática entre o escorregamento Δs e essa última variável. A constante de sensibilidade da função de transferência da corrente ΔI_{sd} varia em uma proporção inversa ao escorregamento de conjugado máximo do motor. Ao comparar os ganhos c.c. de eixos direto e em quadratura, pode-se observar que, em cargas leves, a componente de eixo q da corrente tem amplitude cerca de quatro a cinco vezes maior do que a componente eixo d . Já a Equação (3.66) indica que a função de transferência $\Delta s/\Delta T_L$ entre o escorregamento (e/ou a velocidade) e o conjugado de carga tem sensibilidade em baixas frequências menor que as respectivas funções de transferência das correntes de eixo direto e quadratura.

Para frequências mais elevadas, as três funções de transferência mostram que o motor se comporta como um filtro passa-baixas. Dependendo dos valores dos três parâmetros citados anteriormente (T_p , s_p e h), as respostas em frequência podem apresentar ressonância. Em consequência desse comportamento ressonante, a variação do ganho com a frequência pode trazer dificuldades para se detectar faltas em cargas cuja componente indicadora tenha frequência variável com o ponto de operação do motor, caso não seja levada em conta a caracterização aqui discutida. Um exemplo onde a variável de indicação de faltas varia com a frequência é a detecção do fenômeno de cavitação em bombas centrífugas discutida no Capítulo 5. Se for negligenciado o aumento do ganho com a frequência na faixa de frequências em torno do ponto de ressonância pode-se chegar à conclusão errônea de que uma falta se encontra em processo de desenvolvimento.

Ainda com relação aos métodos que se baseiam na amplitude de componentes espectrais, como é o caso do método M.C.S.A., um motor com maior faixa de passagem para o conjugado de carga é mais adequado para detectar faltas na carga acionada que

se manifestam como componentes indicadoras de frequência alta do que um motor de faixa de passagem estreita.

O escorregamento de conjugado máximo s_p corresponde a uma versão em p.u. do inverso da constante de tempo transitória de rotor, τ_r' . Como explorado em (Novotny e Wouterse 1976) e (Stern e Novotny 1978), esse parâmetro é de grande importância em estudos de estabilidade e comportamento dinâmico de motores de indução. Outra constante de interesse neste trabalho é definida nas publicações citadas como sendo o *Ganho Adimensional*. Em termos dos parâmetros aqui discutidos, esse ganho adimensional é equivalente ao coeficiente do segundo termo no denominador das funções de transferência (3.30) - (3.32):

$$A \equiv \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} \quad (3.67)$$

O desempenho do motor como transdutor de conjugado em aplicações do tipo M.C.S.A. pode ser previsto a partir deste ganho e do escorregamento de conjugado máximo. Uma aproximação bastante útil do ganho adimensional A e que é válida para cargas leves ($s_o \ll s_p$), é dada pelo quociente da inclinação da característica $T_e \times s$ na região linear pela constante de inércia h :

$$A \cong \frac{2T_p/s_p}{h} \quad (3.68)$$

De acordo com (Kovacs 1984), para motores de indução de tamanho médio, o valor de X_r' se situa na faixa entre 0,15 - 0,25 p.u. (com os valores mais baixos aplicáveis a máquinas de maior porte), o valor de X_m está entre 2,5 e 3,5 p.u. e X_s na faixa entre 2,65 e 3,6 p.u.. Estes valores resultam em k variando na faixa de 0,94 a 0,97 (com os valores mais baixos correspondendo a máquinas de pequeno porte), s_p variando de 0,1 a 0,15 (com valores mais baixos em máquinas de maior porte) e T_p na faixa de 1,76 a 3,14 p.u. (com os maiores valores correspondendo a máquinas de maior porte). Em relação à inércia, pode-se dizer que, além do tamanho do motor, ela é fortemente dependente das dimensões das partes rotativas da carga mecânica.

Pode-se notar que motores de diferentes tamanhos podem apresentar resposta em frequência semelhantes, desde que as funções de transferência (3.30) e (3.31) apresentem valores próximos para os coeficientes do numerador e denominador. Estes coeficientes são funções dos parâmetros do motor. Por meio de projeto, é possível construir motores de diferentes potências, com algumas das características mecânicas

e elétricas próximas entre si. Como pode ser verificado através da análise dos coeficientes das funções de transferência, se dois motores hipotéticos apresentam valores próximos para a inclinação da característica $T_L \times s$ e para o escorregamento de máximo conjugado s_p , eles terão características de resposta em frequência semelhantes.

Para fins de ilustração, considere os dois motores de quatro pólos extraídos do apêndice A de (Krause 1986) cujos parâmetros estão listados na Tabela 3.4. O primeiro motor é um modelo de pequeno porte de potência nominal 15 hp, enquanto que o segundo motor de maior porte tem potência nominal de 250 hp. Observe que, apesar de apresentarem potências nominais muito diferentes, estes motores apresentam valores muito próximos de escorregamento de máximo conjugado s_p e de ganho adimensional A .

Tabela 3.4: Parâmetros de dois motores de potências diferentes com ganhos adimensionais A próximos.

P (hp)	V_l (V)	R_r (pu)	$\frac{X_1}{X_2}$ (pu)	X_m (pu)	J (kg m ²)	s_p	A
15	230	0.0199	0.1270	2.073	0.150	0.0807	0.2267
250	2300	0.0141	0.0864	3.026	3.459	0.0827	0.2586

Substituindo-se os valores dos parâmetros listados na Tabela 3.4 nas funções de transferência das componentes de eixo em quadratura, de eixo direto e de escorregamento dadas pelas equações (3.30) – (3.32) e calculando-se a magnitude e fase da resposta em frequência, obtêm-se os gráficos mostrados nas Figuras 3.7 e 3.8. Como esperado, o formato, as frequências de ressonância e a faixa de passagem dos motores são muito próximas entre si. Nota-se na Figura 3.7(b) e 3.8(a), uma diferença mais significativa na magnitude das funções de transferência da componente de eixo direto da corrente e no escorregamento em toda a faixa de passagem desses sinais. Conforme mostrado nas equações (3.63) e (3.64), essa diferença se deve ao fato de ser o ganho desses sinais mais sensíveis ao escorregamento s_o com que o motor opera. Para os motores em questão, simulados com $s_o = s_{nom}$, a diferença entre os escorregamentos nominais é de cerca de 50%.

3.3.5 Validação do Modelo Linear Equivalente

Para verificar a validade das funções de transferência apresentadas nas subseções anteriores, foram efetuadas simulações com o motor de 15 hp da Tabela 3.4 e os re-

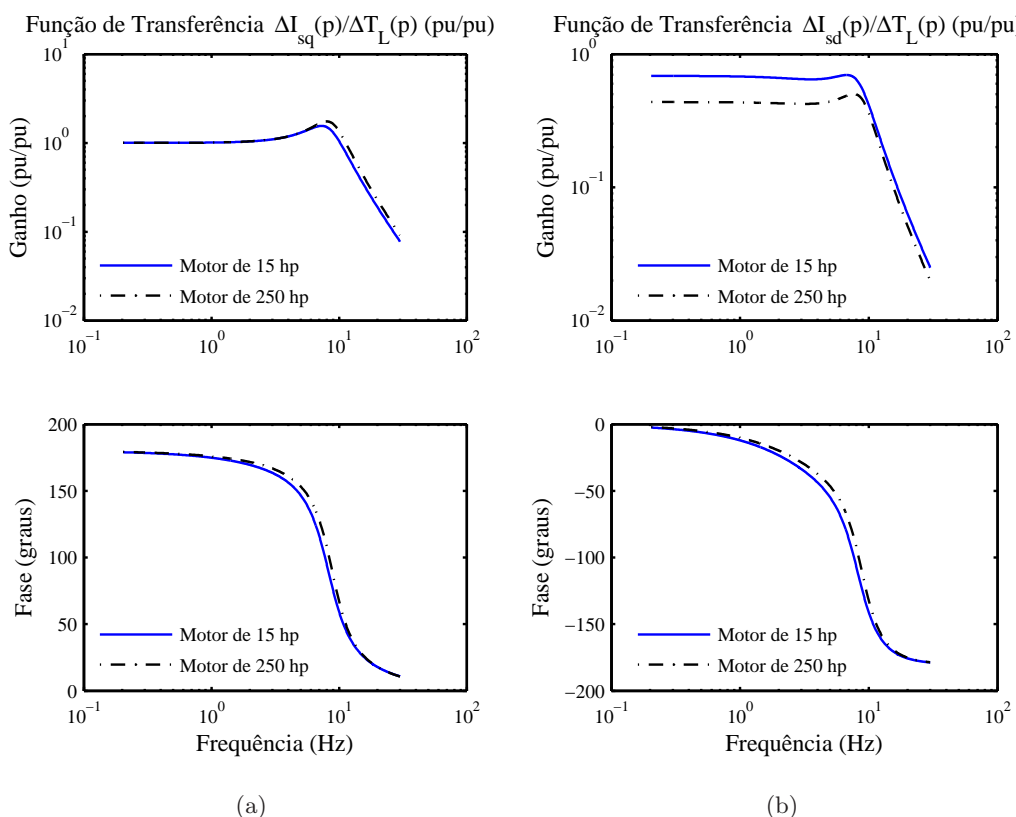


Figura 3.7: Comparação das respostas em frequência de dois motores de potências diferentes, mas com ganhos adimensionais e escorregamento de conjugado máximo próximos: (a) Componente de eixo em quadratura e (b) Componente de eixo direto.

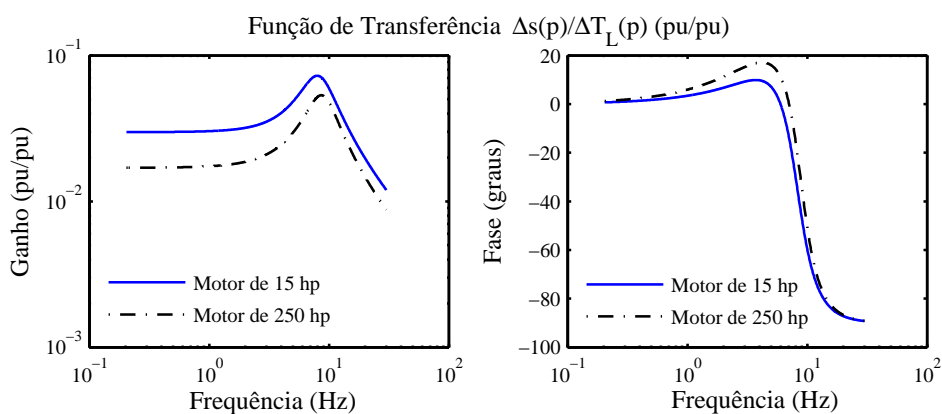


Figura 3.8: Comparação das respostas em frequência de dois motores de potências diferentes, mas com ganhos adimensionais e escorregamento de conjugado máximo próximos: Escorregamento (ou velocidade angular).

sultados comparados com aqueles obtidos a partir do conhecido modelo de quinta ordem (Krause 1986) (Kovacs 1984) do motor de indução. O software utilizado foi o MATLAB/SIMULINK^{MR}. Um conjugado de carga senoidal de amplitude 5% do nominal foi aplicado ao eixo do motor para níveis médios de conjugado de carga iguais a 25%, 50%, 75% e 100%. Os resultados correspondentes às funções de transferência $\Delta \mathbf{I}_{sq}/\Delta \mathbf{T}_L$ (Equação (3.34)) e $\Delta \mathbf{I}_{sd}/\Delta \mathbf{T}_L$ (Equação (3.35)) são apresentados, respectivamente, nas letras *a* e *b*, parte superior da Figura 3.9. Na parte inferior dessa mesma figura, foram traçadas as respostas em frequência dessas mesmas variáveis, porém utilizando o modelo dinâmico de 5^a ordem.

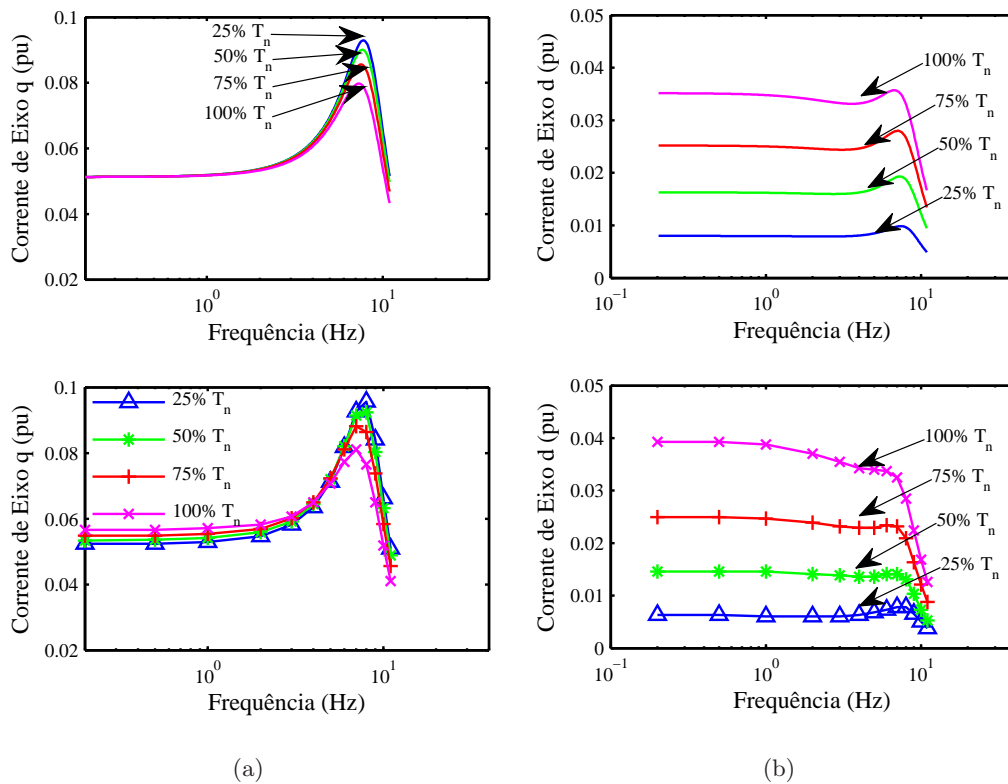


Figura 3.9: Correntes de estator de (a) eixo em quadratura e (b) eixo direto. Resposta em frequência para uma excitação de conjugado de carga senoidal igual a 5% do conjugado nominal em um motor de indução de 15 hp. As figuras superiores correspondem, respectivamente, às funções de transferência (3.34) (figura da esquerda) e (3.35) (figura da direita), enquanto que as figuras de baixo correspondem ao modelo dinâmico de 5^a ordem.

Como antecipado na análise das funções de transferência, as respostas em frequência apresentam um aspecto semelhante ao de filtros passa-baixas com ressonância. A

frequência de ressonância ocorre nas proximidades de 8 Hz. Apesar das considerações impostas para obter o modelo linear equivalente, há uma boa concordância entre as funções de transferência e o modelo dinâmico não-linear de quinta ordem. Este fato ocorre em quase todas as faixas de frequência. Uma diferença em torno de $\pm 10\%$ em ambas as componentes de corrente pode ser observada entre os resultados obtidos a partir das funções de transferência lineares e aqueles obtidos a partir do modelo de quinta ordem.

Outro fato importante que é evidente na Figura 3.9 é a dependência da corrente de eixo direto do valor médio de conjugado de carga e a fraca dependência da componente de eixo em quadratura. Essa diferença de sensibilidade é apontada pelas equações (3.62) e (3.63) que apresentam o ganho em baixas frequências para as componentes de eixo em quadratura e direto, respectivamente. Na faixa de passagem da função de transferência, a componente oscilatória da corrente de eixo direto, para uma situação em que o valor médio de conjugado de carga é de 100%, tem amplitude quatro vezes maior do que seu valor para um nível de conjugado de carga de 25%. O conhecimento dessa variação é muito importante na coleta de dados para análise de tendência. Quando essa coleta é feita, inadvertidamente, em diferentes níveis de carga, o desempenho do método de detecção baseado na corrente de eixo direto pode ser degradado. Essa variação na componente de eixo direto, embora influencie as bandas laterais de corrente de fase, têm menor impacto. Isso se deve ao fato de ser essas bandas de corrente uma soma fasorial das componentes q e d (ver equações (3.56) e (3.57)), sendo a de eixo em quadratura a de maior amplitude.

Há que se destacar que, como mostra a Figura 3.9(a), a função de transferência de eixo em quadratura não prevê a pequena mudança no ganho na região de baixas frequências. Isso se deve à consideração do fluxo de estator constante ($d\lambda_s/d\tau = \text{cte.}$) na obtenção do modelo linear equivalente.

Neste ponto, atenção deve ser dada ao fato de que uma diversidade de faltas onde a técnica M.C.S.A. é aplicada encontra-se na faixa acima de $(1 - s_o)f_e$ (cerca de 57 Hz para um motor de dois pólos e frequência nominal igual a 60 Hz). Como pode ser visto nas figuras, esta frequência se localiza na faixa de atenuação do motor, onde o ganho é bastante reduzido e varia de maneira significativa com a frequência.

3.3.6 Influência de Variações Paramétricas no Desempenho de Métodos de Detecção Baseados em Variáveis do Motor

O desempenho do motor como transdutor de conjugado é influenciado por variações em seus parâmetros elétricos e mecânicos que venham a ocorrer durante a operação do acionamento. Avalia-se aqui o efeito de algumas das variações possíveis, a saber:

- Variação da inércia: Pode ocorrer, por exemplo, em acionamentos de centrífugas e elevadores de passageiros;
- Variação das resistências de estator e de rotor: Decorrem naturalmente dos processos térmicos associados à operação do motor e devido ao efeito pelicular em acionamentos alimentados por conversores eletrônicos;
- Variação da tensão de alimentação: Quedas na tensão de alimentação e desbalanceamentos são comuns em instalações industriais.

Influência de Variações na Constante de Inércia

A importância de se avaliar a inércia reside no fato de que alguns tipos de carga podem sofrer alterações na inércia durante sua operação. No caso de elevadores, por exemplo, ocorre um aumento da inércia referida ao eixo do motor quando aumenta a quantidade de passageiros ou a carga em seu interior. No caso de centrífugas utilizadas em diversos processos industriais, a acomodação do material trabalhado no interior do recipiente e o aumento ou a diminuição do volume durante o processamento são fatos corriqueiros que levam à variação da inércia.

A forma com que variações na inércia afetam o desempenho do motor como transdutor de conjugado pode ser analisada através do ganho adimensional A dado pela Equação (3.67). Esse ganho influencia a localização dos pólos das funções de transferência do motor e conseqüentemente sua faixa de passagem. Considerando-se, como exemplo, um aumento da constante de inércia J de um valor igual ao nominal para 150% desse valor no acionamento com motor de 15 hp citado anteriormente, obtém-se as curvas mostradas nas Figuras 3.10 – 3.12. Como pode ser visto nestas figuras, o aumento da inércia provoca um amortecimento da amplitude de ressonância e uma redução na faixa de passagem em todas as variáveis. Para a componente de eixo em quadratura da corrente, por exemplo, a amplitude de ressonância se reduz a 83% de seu valor inicial e a faixa de passagem à cerca de 75% de seu valor original. Para o escorregamento (e velocidade), os valores correspondentes são 71% e 79%, respectivamente.

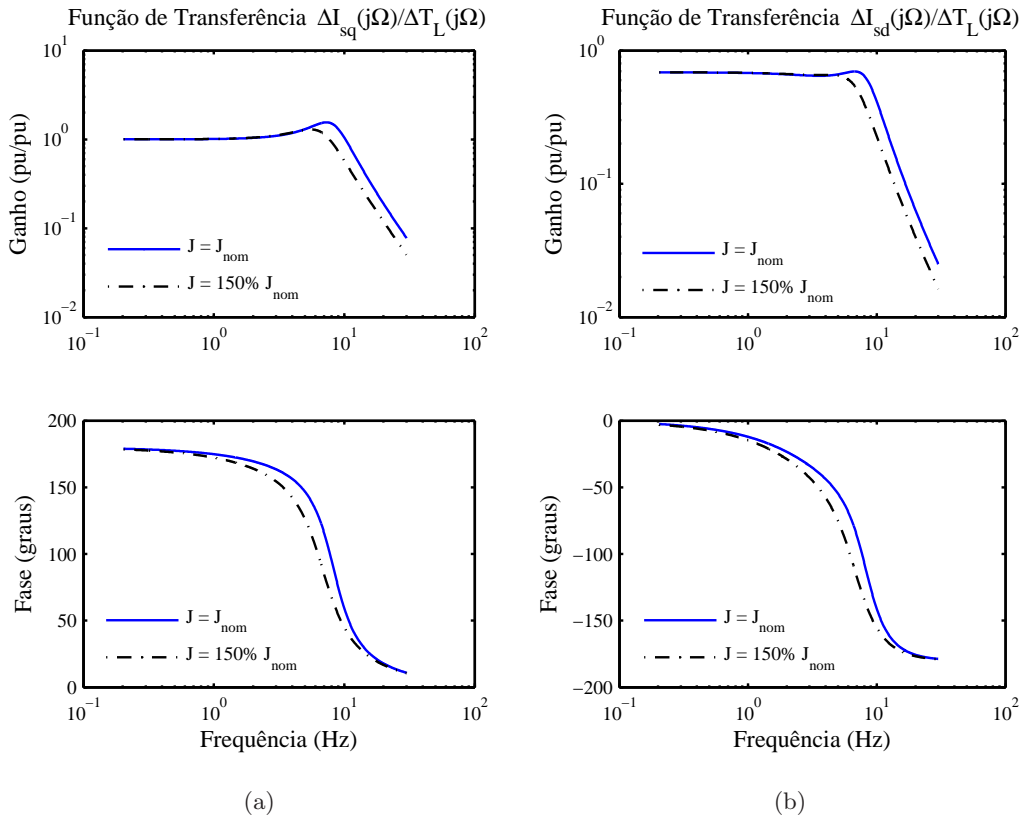


Figura 3.10: Influência de um aumento de 50% na inércia sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de eixo em quadratura e (b) Componente de eixo direto.

Influência de Variações na Temperatura do Motor

Um aumento da temperatura dos enrolamentos ocorre naturalmente com a operação e com o aumento da carga no eixo do motor. Esse aumento de temperatura provoca, entre outros efeitos, um aumento correspondente nas resistências dos enrolamentos de estator e nos condutores da gaiola do rotor da máquina. O aumento da resistência do rotor, por exemplo, causa um aumento proporcional do escorregamento de conjugado máximo s_p e uma diminuição do ganho adimensional. Essas alterações influenciam diferentemente as variáveis do motor utilizadas na indicação de faltas como pode ser observado nas Figuras 3.13 – 3.15. Essas figuras correspondem à resposta em frequência das funções de transferência do motor para um aumento de 50% na resistência de rotor em relação à situação a frio (a resistência varia de $R_r = 0,67R_{rnom}$ para $R_r = R_{rnom}$).

Nota-se que a componente de eixo em quadratura da corrente, Figura 3.13(a), é a menos afetada por essa mudança na resistência enquanto que a componente de eixo

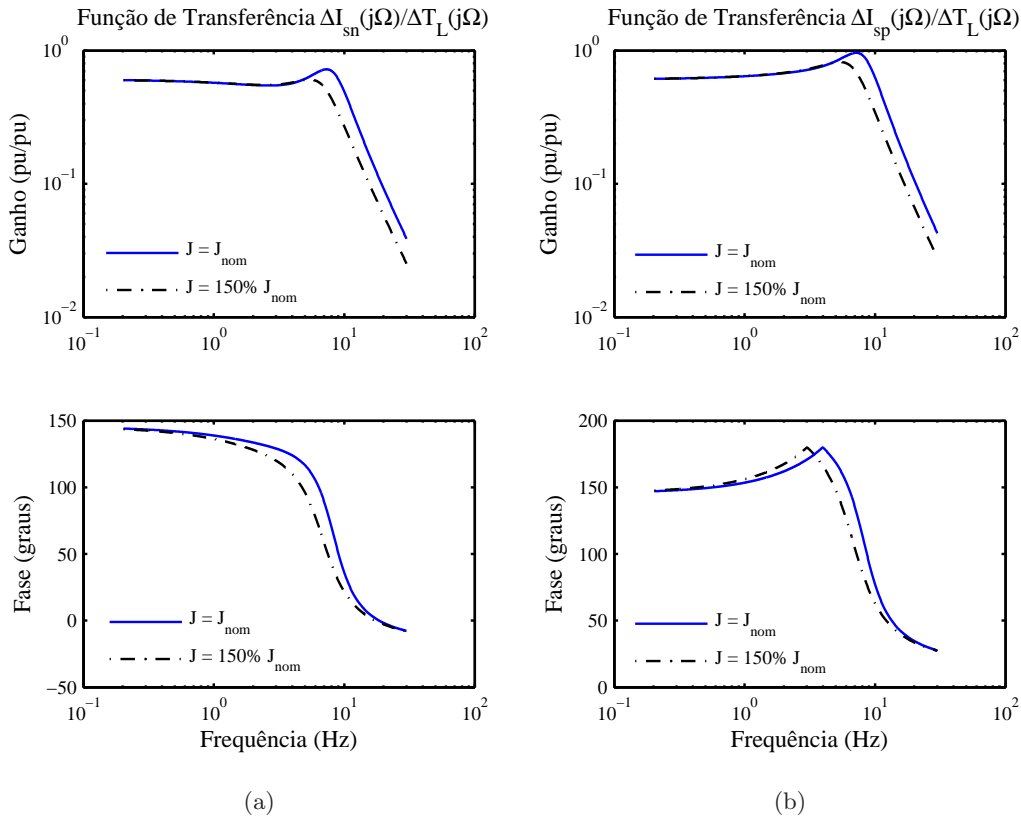


Figura 3.11: Influência de um aumento de 50% na inércia sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de sequência negativa (banda lateral esquerda) e (b) Componente de sequência positiva (banda lateral direita).

direto da corrente, Figura 3.13(b), é a mais afetada. Observa-se, para esse último caso, uma redução de até 40% no ganho ao longo da faixa de passagem. Nota-se na Figura 3.14, que as componentes $\Delta \mathbf{I}_{sn}$ e $\Delta \mathbf{I}_{sp}$ de sequência negativa e positiva da corrente (bandas laterais esquerda e direita da corrente de fase), sofrem, também uma variação significativa do ganho ao longo da faixa de passagem. Uma diminuição da ordem de 20% pode ser observada na figura. O escorregamento mostrado na Figura 3.15, de maneira semelhante à componente em eixo q da corrente, é, também uma variável que apresenta baixa sensibilidade à variação de R_r .

Influência de Variações na Tensão de Alimentação

Variações na amplitude da tensão de alimentação da ordem de até 10% são comuns em instalações industriais no Brasil. Variações na amplitude da tensão de alimentação impactam diretamente o conjugado máximo produzido pelo motor. Nas funções de transferência deduzidas na seção 3.3.2, T_p , que neste caso é dado por $T_p = k^2 V_s^2 / X_r'$, é

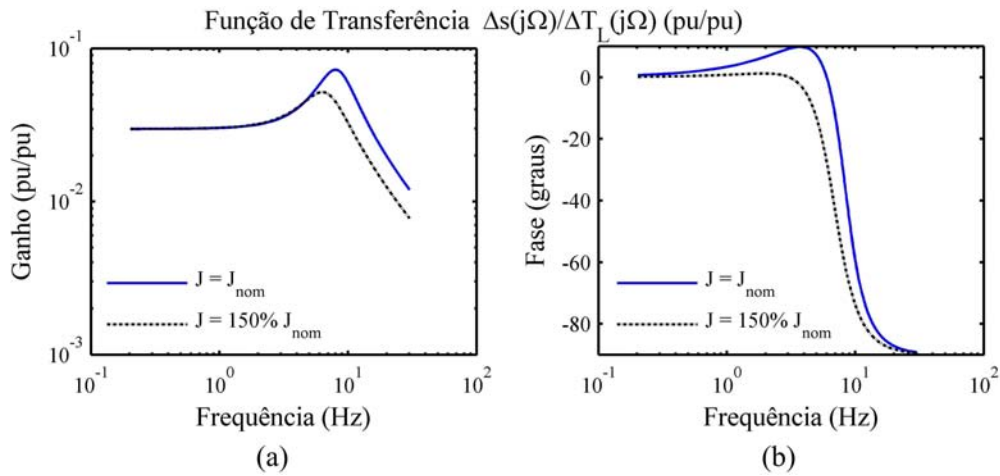


Figura 3.12: Influência de um aumento de 50% na inércia sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Ganho e (b) Fase do sinal de escorregamento.

o parâmetro afetado. De acordo com as equações (3.34) – (3.35), (3.60) e (3.61), apenas o ganho c.c. da função de transferência correspondente ao escorregamento é afetado. Neste caso, o ganho em baixas frequências aumenta com a diminuição da tensão, ou seja, a velocidade passa a variar mais com o conjugado. O ganho adimensional A , Equação (3.68), que, também, influencia a resposta em frequência, varia proporcionalmente a T_p . Resultados de simulação correspondentes a uma queda de 10% na tensão de alimentação corroborando essas afirmações são apresentados nas Figuras 3.16 e 3.17. Essa última figura mostra que, para o motor em questão, o ganho em baixas frequências aumenta em cerca de 10%. As funções de transferência correspondentes às bandas laterais de corrente não foram traçadas, pois apresentam comportamento semelhantes às das componentes de eixo direto e quadratura da corrente.

3.3.7 Modelagem e Cálculo de Incertezas na Medição do Conjugado de Carga

De maneira análoga ao que foi feito na Subseção 3.2.3 para componentes médias de conjugado de carga, procede-se, nesta seção, a uma estimação das incertezas relacionadas à medição de componentes oscilatórias de conjugado de carga. Utiliza-se aqui, a mesma metodologia empregada na subseção citada (BIPM et al. 2003). De acordo com essa metodologia, a incerteza no resultado de medição decorrente de variações nos parâmetros e condições de operação do motor pode ser calculada a partir da aplicação da L.P.U. ao modelo de medição. Para uma análise mais simples, as equações (3.34) – (3.36), (3.60) e (3.61) podem ser assumidas diretamente como modelo de medição para as respectivas variáveis de indicação de faltas. Caso se deseje resultados mais apurados,

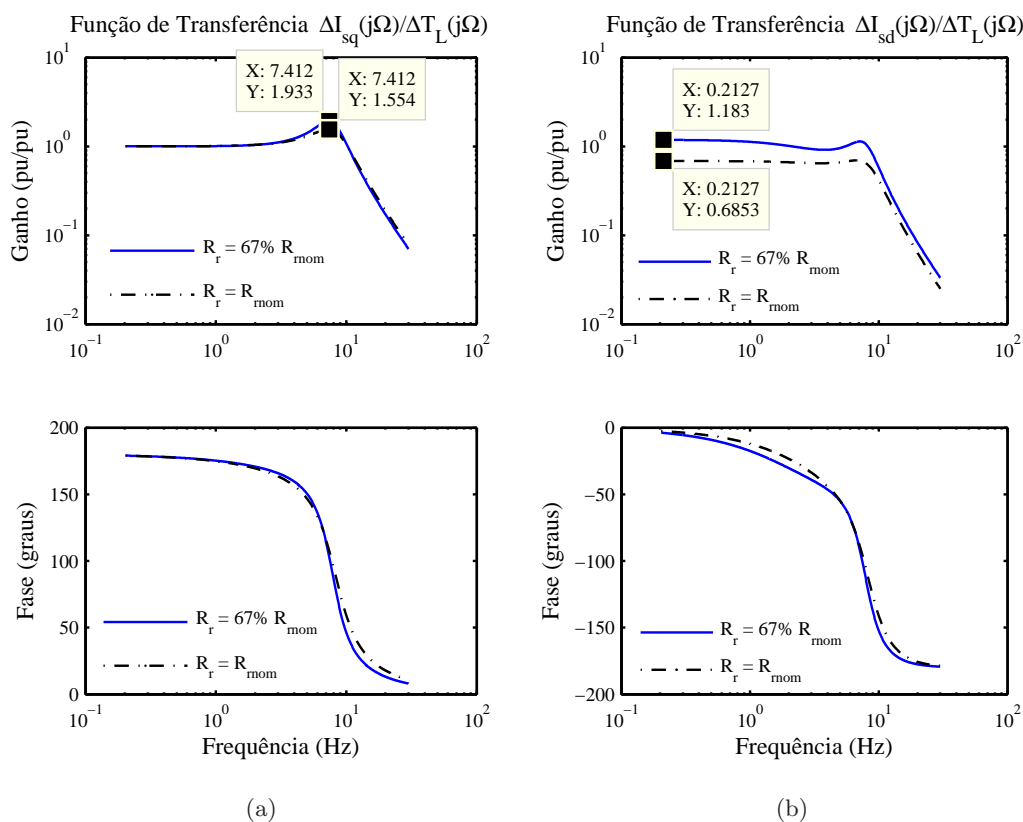


Figura 3.13: Influência de um aumento de 50% na resistência do rotor (em relação ao motor desaquecido) sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de eixo em quadratura e (b) Componente de eixo direto.

o modelo de medição pode ser complementado com outros termos que representem o efeito de grandezas de influência nas medições.

Invertendo os numeradores e os denominadores das funções de transferência senoidais referenciadas no parágrafo anterior e calculando os respectivos módulos, obtém-se um modelo de medição que explicita o conjugado de carga $\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)$ como função das variáveis de indicação de faltas. O resultado é:

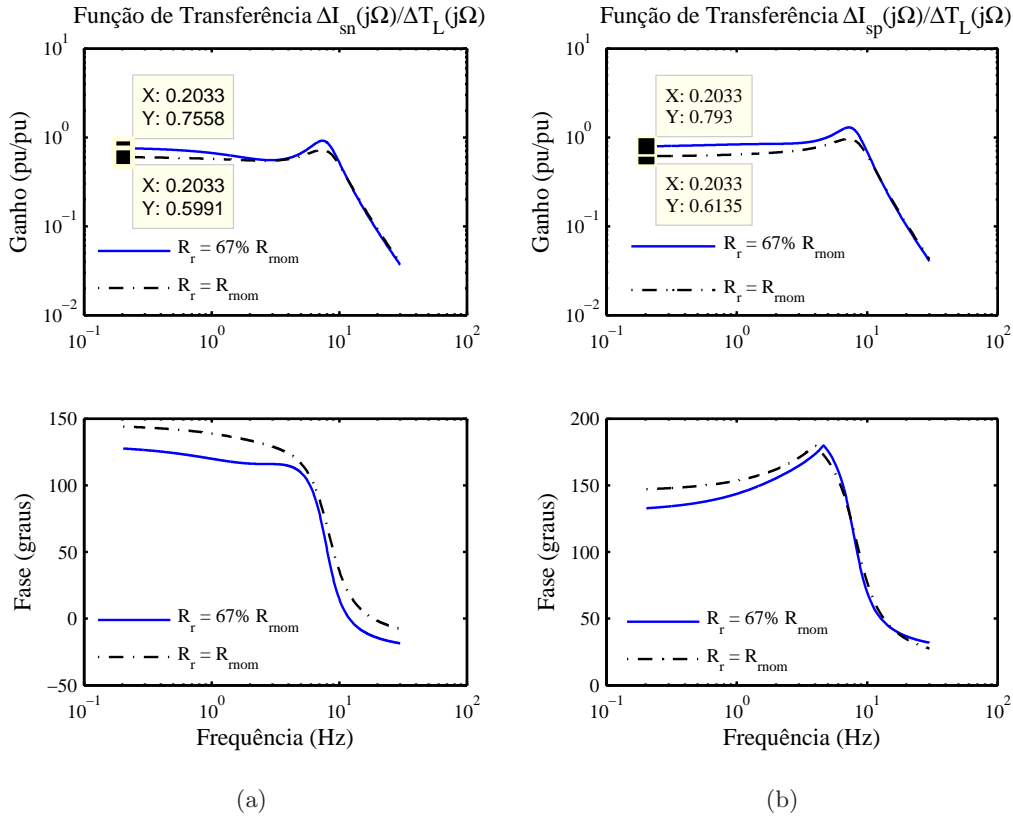


Figura 3.14: Influência de um aumento de 50% na resistência do rotor (em relação ao motor desaquecido) sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de sequência negativa (banda lateral esquerda) e (b) Componente de sequência positiva (banda lateral direita).

$$\frac{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)}{\Delta \mathbf{I}_{sq}(j\Omega)} = \frac{j\Omega \left[(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p(j\Omega + s_p) - s_o^2]}{\frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} |j\Omega s_p + (s_p^2 - s_o^2)|} \quad (3.69)$$

$$\frac{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)}{\Delta \mathbf{I}_{sd}(j\Omega)} = \frac{j\Omega \left[(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p(j\Omega + s_p) - s_o^2]}{\frac{2T_p}{h} \frac{s_o s_p}{s_p^2 + s_o^2} |j\Omega + 2s_p|} \quad (3.70)$$

$$\frac{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)}{\Delta \mathbf{s}(j\Omega)} = \frac{j\Omega \left[(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p(j\Omega + s_p) - s_o^2]}{\frac{1}{h} \left| \left[(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right] \right|} \quad (3.71)$$

$$\frac{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)}{\mathbf{I}_{sal}(j\Omega)} = \frac{-j\Omega \left[(-j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p(-j\Omega + s_p) - s_o^2]}{\frac{T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} \left| (s_p^2 - s_o^2 - \Omega s_o) - j s_p (\Omega + 2s_o) \right|} \quad (3.72)$$

$$\frac{\Delta \mathbf{T}_L(j\Omega)}{\mathbf{I}_{sar}(j\Omega)} = \frac{j\Omega \left[(j\Omega + s_p)^2 + s_o^2 \right] + \frac{2T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} [s_p(j\Omega + s_p) - s_o^2]}{\frac{T_p}{h} \frac{s_p}{s_p^2 + s_o^2} \left| (s_p^2 - s_o^2 + \Omega s_o) + j s_p (\Omega - 2s_o) \right|} \quad (3.73)$$

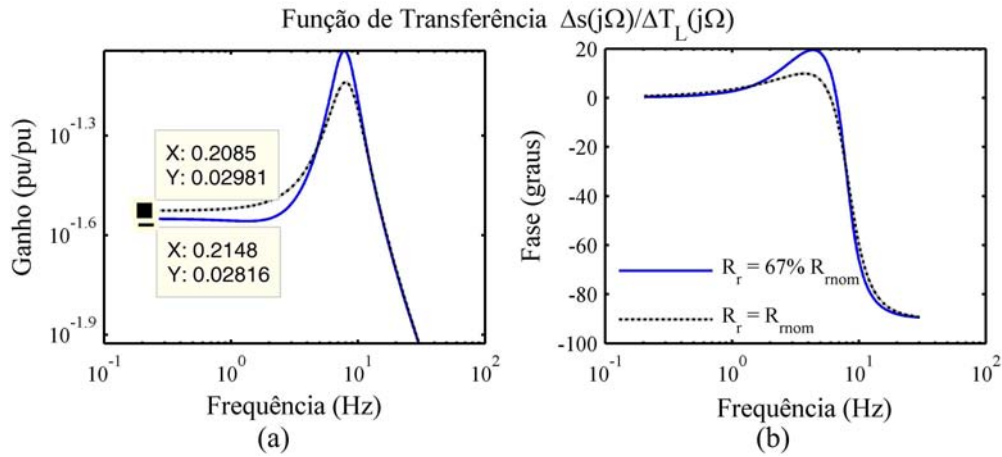


Figura 3.15: Influência de um aumento de 50% na resistência do rotor (em relação ao motor desaquecido) sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Ganho e (b) Fase do sinal de escorregamento.

Tendo em mãos as equações acima, o próximo passo é a aplicação da L.P.U. para que se obtenha expressões para cálculo da incerteza relacionada às medições. Dada a complexidade das expressões que resultam da aplicação da L.P.U. às equações (3.69) – (3.73), a avaliação por meio de símbolos, como realizada na Subseção 3.2.3, da influência de cada parâmetro na incerteza de medição é extremamente difícil. Assim, optou-se, nessa seção, por obter essas equações simbólicas através do “Symbolic toolbox” do software MATLAB^{MR} e substituir valores numéricos referentes a algumas situações típicas encontradas em aplicações de métodos de detecção de faltas.

Foi utilizado, como exemplo, o motor de 15 hp citado anteriormente, e avaliadas quatro situações típicas apresentadas na Tabela 3.5. Na primeira delas, representada na primeira coluna, o usuário do motor, coleta amostras da variável de indicação de faltas, ΔV_i , que pode ser uma dentre as componentes de corrente, ΔI_{sq} , ΔI_{sd} , I_{sar} e I_{sal} ou, ainda, o escorregamento (velocidade) do rotor Δs . Nesse caso, ele considera que ela é uma indicação direta da componente oscilatória de conjugado, ΔT_L , produzida pela falta na carga mecânica: $\Delta T_L = k\Delta V_i$. Não há medição de nenhuma outra variável do motor. As medições são feitas periodicamente, em condições de carga praticamente nominal, mas com uma variação de cerca de 5% na velocidade de operação (no escorregamento s_o). Espera-se tempo suficiente para que a temperatura da máquina se estabilize, mas, a pequena variação na resistência de rotor provoca uma variação de cerca de 2% no escorregamento de conjugado máximo. A tensão da rede varia cerca de 2% em relação ao valor nominal, o que implica uma variação de cerca de 4% no conjugado máximo T_p . Devido à natureza da carga, a constante de

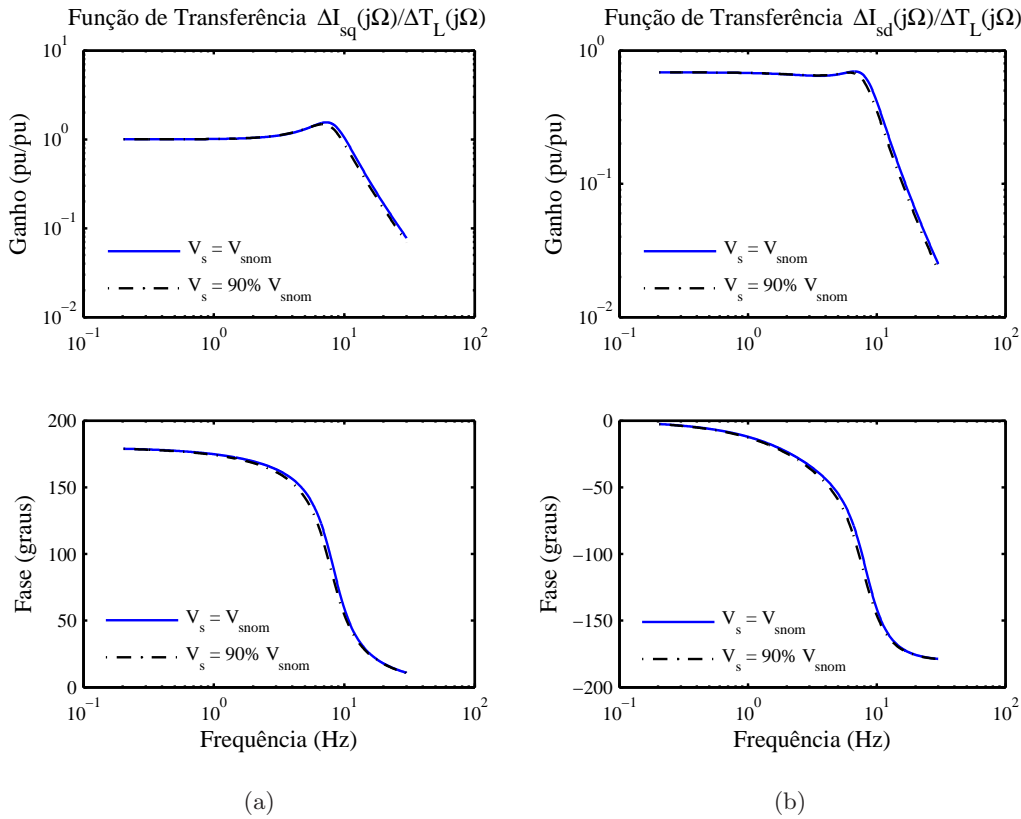


Figura 3.16: Influência de uma queda de 10% na tensão de alimentação sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Componente de eixo em quadratura e (b) Componente de eixo direto.

inércia h é suposta variar cerca de 2%. A falta a ser detectada produz uma oscilação de conjugado com frequência dentro da faixa de passagem do motor, $\omega = 1$ Hz ($\Omega = 1/60$ pu), mas essa varia cerca de 2% em relação ao seu valor médio. O conjugado de excitação aplicado no eixo do motor é de 5% do nominal.

A segunda situação, representada na coluna 2 da Tabela 3.5, corresponde à primeira, porém, são, agora, utilizados os modelos de medição dados pelas equações (3.69) – (3.73) para se calcular a amplitude do conjugado de oscilação a partir da variável de indicação. É suposto que, ao medir a variável de indicação e calcular o seu espectro, obtém-se sua amplitude e frequência com incertezas iguais a 1%. Além das variáveis de indicação, são medidos o escorregamento com que a máquina opera e a tensão de alimentação, ambos com incertezas iguais a 1%.

Na terceira situação, coluna 3 da Tabela 3.5, é empregado o mesmo procedimento de medição da situação 1, porém, a frequência de oscilação do conjugado de carga se

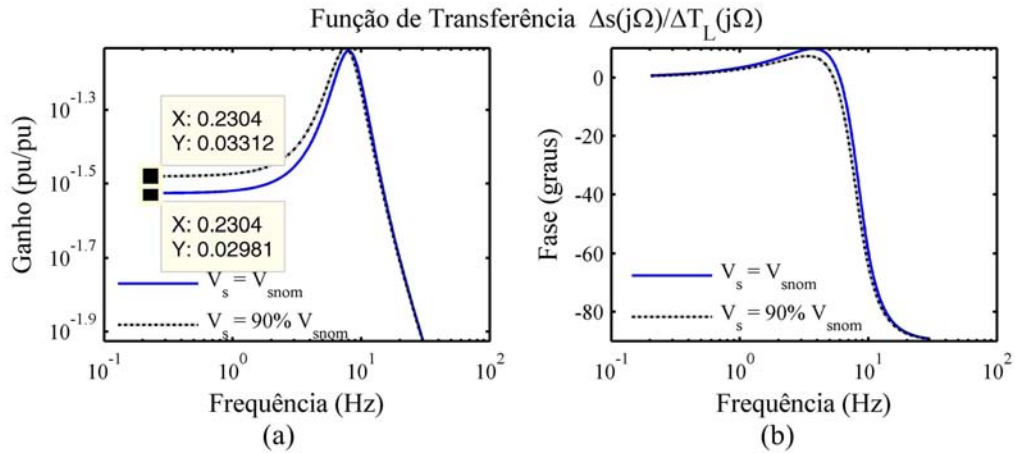


Figura 3.17: Influência de uma queda de 10% na tensão de alimentação sobre a resposta em frequência do motor de indução: (a) Ganho e (b) Fase do sinal de escorregamento.

situa, agora, na faixa de atenuação do motor, $\omega = \omega_{rnom} = 58,5$ Hz ($\Omega = (1 - s_{nom})$).

Por fim, a quarta situação também considera a frequência de oscilação do conjugado de carga situada na faixa de atenuação do motor, $\omega = \omega_{rnom} = 58,5$ Hz. Entretanto, o procedimento de medição é idêntico ao caso 2.

Os coeficientes de sensibilidade $a'_i s$ na expressão da incerteza de medição, Equação (3.10) são apresentados nas Tabelas 3.6 e 3.7 para as frequências de excitação de conjugado de carga iguais a 1 Hz e 58,5 Hz, respectivamente.

Uma análise da Tabela 3.6 mostra que, com exceção da função de medição relativa à corrente ΔI_{sd} , todas as demais funções de medição apresentam maior sensibilidade à incertezas na medição da variável de indicação. Isso pode ser comprovado pela última coluna da tabela, que mostra o coeficiente relativo a essa incerteza. Isso quer dizer que, um bom método de detecção de faltas cuja frequência característica esteja localizada dentro na faixa de passagem do motor, deve começar pela implementação de um bom método de medição da variável de indicação.

Além da variável de indicação, cada uma das funções de medição apresentam maior sensibilidade a variáveis diferentes. No caso de uso da componente de eixo em quadratura da corrente como variável de indicação, nessa faixa de frequência, maior atenção deve ser dada à variação da frequência característica da falta e do escorregamento. Se não for possível medir e/ou estimar com precisão estas variáveis, deve-se, ao menos, assegurar que as medições periódicas no motor sejam feitas sob a mesma condição

de carga e que a falta cuja evolução se quer acompanhar não varia significativamente sua frequência. Já as bandas laterais da corrente apresentam grande sensibilidade a variações na resistência de rotor e ao nível de carga da máquina, como mostram os coeficiente a_{s_p} e a_{s_o} , respectivamente, na Tabela 3.6. Neste caso, para reduzir a incerteza de medição, deve-se procurar realizar as medições com a máquina sempre na mesma temperatura. A medição através da corrente ΔI_{sq} é a que apresenta, nesta região de frequências, a menor sensibilidade a estes dois parâmetros. Além disso, a medição através de ΔI_{sq} é a que apresenta menor sensibilidade a todas as componentes de incerteza. Observa-se, ainda, na Tabela 3.6, que variações na inércia e na tensão de alimentação, representadas nos coeficientes a_h e a_{T_p} , são, pela ordem, as que têm menor influência na incerteza de medição através de qualquer uma das variáveis de indicação.

Já a Tabela 3.7, referente à excitação de conjugado de frequência acima da faixa passante do motor, mostra um aumento significativo (cerca de 5 a 50 vezes) da sensibilidade à incerteza na variável de indicação e na incerteza referente à inércia (cerca de 10 vezes) para todas as funções de medição. Além desses, as medições baseadas em componentes de corrente também apresentam em comum um aumento por um fator de dois no coeficiente de sensibilidade T_p . Este, por sua vez, se refere, principalmente a variações na tensão de alimentação. As medições através de ΔI_{sq} tem sua sensibilidade a variações na resistência de rotor (coeficiente a_{s_p}) e no nível médio de carga aumentados e a sensibilidade a variações na frequência de excitação reduzidos em comparação à situação de baixas frequências.

Tabela 3.5: Componentes u_i 's das expressões de incerteza de medição para as diversas variáveis de indicação. Os valores foram definidos para duas frequências de excitação e duas situações de medição: (i) medição apenas da amplitude da variável de indicação e (ii) medição da amplitude, da frequência e do escorregamento. Os valores se referem ao motor exemplo de 15 hp.

Var. de Indicação	Freq. de Excitação = 1 Hz		Freq. de Excitação = 58,5 Hz	
	Cond. de Incerteza 1	Cond. de Incerteza 2	Cond. de Incerteza 1	Cond. de Incerteza 2
$u(\Omega)/\Omega$	2,0%	1,0%	2,0%	1,0%
$u(s_o)/s_o$	5,0%	1,0%	5,0%	1,0%
$u(s_p)/s_p$	2,0%	2,0%	2,0%	2,0%
$u(T_p)/T_p$	4,0%	2,0%	4,0%	2,0%
$u(h)/h$	2,0%	2,0%	2,0%	2,0%
$u(V_{ind})/V_{ind}$	1,0%	1,0%	1,0%	1,0%

Tabela 3.6: Coeficientes de Sensibilidade a'_i/s das expressões de incerteza de medição para as diversas variáveis de indicação. Os valores foram calculados para um sinal de conjugado de carga senoidal de frequência igual a 1 Hz (dentro da faixa de passagem do motor) aplicado ao motor exemplo de 15 hp.

Var. de Indicação	Coeficientes de Sensibilidade					
	a_Ω	a_{s_o}	a_{s_p}	a_{T_p}	a_h	a_{V_i}
ΔI_{sq}	0,360	0,196	0,062	0,015	$2,57 \times 10^{-5}$	0,991
ΔI_{sd}	0,678	2,439	0,734	0,015	$2,59 \times 10^{-5}$	1,475
ΔI_{sar}	1,058	0,885	1,244	0,017	$2,87 \times 10^{-5}$	1,746
ΔI_{sal}	0,492	0,909	0,960	0,014	$2,30 \times 10^{-5}$	1,559
Δs	0,199	1,121	0,309	0,029	$2,56 \times 10^{-5}$	33,007

Tabela 3.7: Coeficientes de Sensibilidade a'_i/s das expressões de incerteza de medição para as diversas variáveis de indicação. Os valores foram calculados para um sinal de conjugado de carga senoidal de frequência igual a 58,5 Hz (frequência acima da faixa de passagem do motor) aplicado ao motor exemplo de 15 hp.

Var. de Indicação	Coeficientes de Sensibilidade					
	a_Ω	a_{s_o}	a_{s_p}	a_{T_p}	a_h	a_{V_i}
ΔI_{sq}	0,108	0,357	1,170	0,028	$2,89 \times 10^{-4}$	51,211
ΔI_{sd}	0,108	1,699	0,536	0,028	$2,92 \times 10^{-4}$	163,546
ΔI_{sar}	0,117	0,530	1,131	0,029	$2,90 \times 10^{-4}$	100,329
ΔI_{sal}	0,125	0,678	1,146	0,027	$2,81 \times 10^{-4}$	95,346
Δs	0,262	0,002	0,209	$5,53 \times 10^{-4}$	$2,88 \times 10^{-4}$	171,726

A incerteza total na medição de conjugado a partir de cada uma das variáveis de indicação são apresentadas na Tabela 3.8. Essas incertezas se referem às condições apresentadas na Tabela 3.5. Observa-se na tabela que, com exceção da componente ΔI_{sd} na última coluna da tabela, a medição do conjugado utilizando-se a componente ΔI_{sq} como variável de indicação é a que apresenta a menor incerteza em todas as condições avaliadas. Como esperado, a diminuição das incertezas na frequência de excitação, no valor médio de conjugado e na tensão, trouxe uma redução significativa na incerteza de medição para todas as variáveis de indicação. Entre todas as variáveis, a medição através da componente ΔI_{sd} foi a que mais se beneficiou dessa melhoria nas condições de medição. Isso se deve ao fato de que essa função apresenta maior sensibilidade à incerteza no valor médio de conjugado que foi a mais reduzida da condição de incerteza 1 para a 2 na Tabela 3.5 (de 5% para 1%). Como esperado ao avaliar as curvas de resposta em frequência do motor, a análise da Tabela 3.8 mostra

que as incertezas de medição são muito maiores para frequências de excitação na região de atenuação da resposta do motor que na faixa de passagem.

Resumindo, pode-se dizer que, em geral, os métodos de detecção de faltas que se baseiam na componente ΔI_{sq} da corrente apresentam incerteza menor, ou pelo menos igual aos demais métodos que se baseiam em outras variáveis de medição. Os métodos baseados nas bandas laterais de corrente apresentam, do ponto de vista de incerteza de medição, desempenho pior que aquele baseado na componente ΔI_{sq} para excitações na faixa de passagem do motor, mas, acabam igualando o desempenho desses na região de atenuação do motor.

Tabela 3.8: Incerteza total no conjugado de carga ΔT_L obtido a partir das diversas variáveis de indicação. Os valores foram calculados para duas condições de incerteza – (i) Medição apenas da amplitude da variável de indicação e (ii) medição da amplitude – e duas frequências de excitação diferentes. Os dados se referem ao motor exemplo de 15 hp.

Var. de Indicação	Freq. de Excitação = 1 Hz		Freq. de Excitação = 58,5 Hz	
	Cond. de Incerteza 1	Cond. de Incerteza 2	Cond. de Incerteza 1	Cond. de Incerteza 2
ΔI_{sq}	2,4%	1,5%	7,2%	5,2%
ΔI_{sd}	6,8%	3,0%	7,6%	4,1%
I_{sar}	4,7%	3,9%	7,2%	5,0%
I_{sal}	4,9%	3,8%	7,8%	5,4%
Δs	5,1%	2,5%	10%	5,6%

3.3.8 Análise do Motor de Indução com Controle de Conjugado

Como antecipado na seção 3.3, a operação do motor de indução com controle de conjugado e velocidade apresenta semelhança estreita com a de transdutores convencionais em malha fechada empregados em sistemas de medição. Nesse tipo de transdutor, recorre-se à operação em malha fechada quando se deseja obter tempos de resposta menores e garantir uma menor sensibilidade às variações paramétricas e perturbações. Com vistas a explicitar essa semelhança de operação, utiliza-se, a seguir, o conhecido modelo em referencial síncrono com o enlace de fluxo de rotor. A partir desse modelo, são acrescentadas as malhas de controle de conjugado e velocidade e analisadas as características de operação do motor como transdutor de conjugado de carga.

O modelo matemático do motor de indução em um sistema de coordenadas orientado segundo o fluxo de rotor e alimentado por fonte de corrente é dado por (Novotny e

Lipo 1998):

$$(1 + p\tau_r) \lambda_r = L_m i_{sd} \quad (3.74)$$

$$s\omega = \frac{L_m i_{sq}}{\tau_r \lambda_r} \quad (3.75)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3.76)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \right) \lambda_r i_{sq} \quad (3.77)$$

onde:

i_{sq} e i_{sd} são, respectivamente, as correntes de eixo direto e em quadratura de estator;

λ_r é o enlace de fluxo de rotor;

$\tau_r = L_r/R_r$ é a constante de tempo de rotor;

L_r e R_r são, respectivamente, a indutância própria e a resistência do circuito de rotor;

L_m é a indutância mútua;

s é o escorregamento;

ω é a velocidade angular em rad. elétricos do vetor fluxo de rotor;

T_e e T_L são, respectivamente o conjugado eletromagnético e de carga;

P é o número de pólos do motor.

Se for considerado um motor alimentado por fonte de tensão, como é a maioria dos acionamentos comerciais, deve-se acrescentar ao modelo acima, as duas equações de tensão de estator:

$$v_{sq} = (R_s + L'_s p) i_{sq} + \omega L'_s i_{sd} + \omega (L_m/L_r) p \lambda_r \quad (3.78)$$

$$v_{sd} = (R_s + L'_s p) i_{sd} - \omega L'_s i_{sq} + (L_m/L_r) p \lambda_r \quad (3.79)$$

onde R_s e L'_s ($= L_s - L_m^2/L_r$) são, respectivamente a indutância transitória e a resistência de estator.

As equações (3.74) - (3.79) permitem a representação do motor na forma de diagrama de blocos da Figura 3.18. Na letra *a* da figura está explicitada a relação entre a tensão de eixo direto do motor e o fluxo magnético de rotor, ao passo que a letra *b* da figura representa a relação entre a tensão de eixo em quadratura e o conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor. Nessa última figura, está representada, ainda,

a parte mecânica do acionamento. Essa inclui o conjugado de carga, T_L , a velocidade angular ω_r , a posição angular θ_r do eixo, além das constantes de inércia J e de atrito viscoso b .

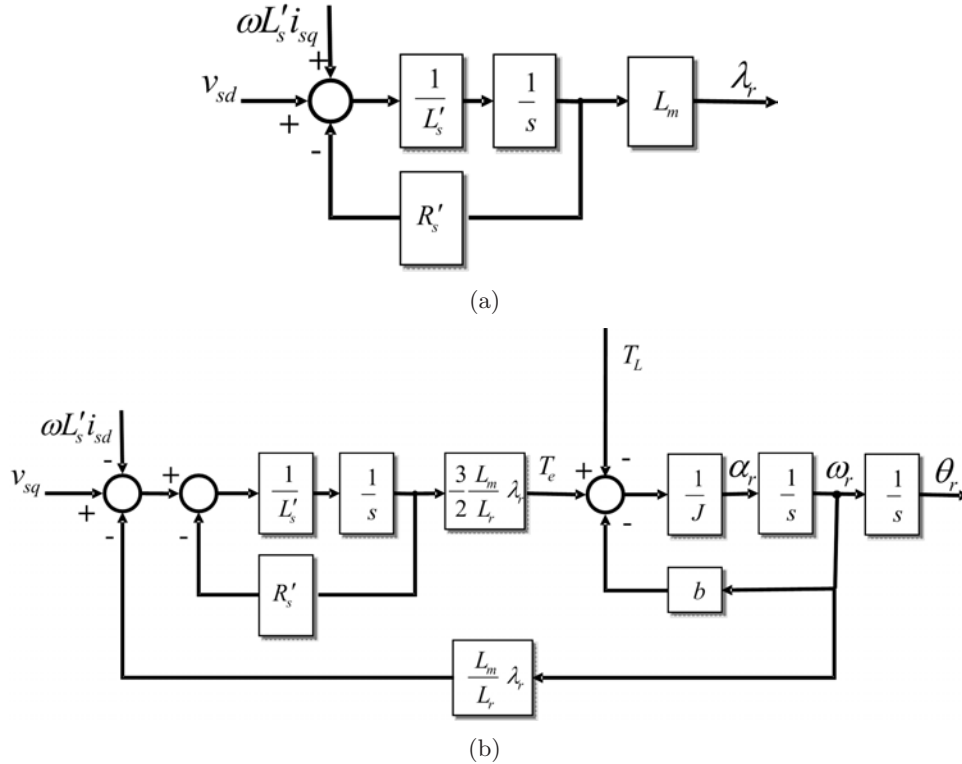


Figura 3.18: Representação do motor de indução em sistema de eixos síncrono com o enlace de fluxo de rotor: (a) canal de eixo direto (b) canal de eixo em quadratura.

No controle por orientação de campo de rotor, o desacoplamento entre as correntes de eixo direto e em quadratura exibido pelas equações (3.74) e (3.75) é utilizado como premissa para se estabelecer o controle independente entre fluxo de rotor e conjugado eletromagnético. Assim, a componente de eixo direto da corrente de estator é utilizada como variável de atuação no controle de fluxo de rotor ao passo que a componente de eixo em quadratura é utilizada para atuar no conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina. O fluxo magnético de rotor e o conjugado eletromagnético são controlados através de duas malhas de controle independentes. A Figura 3.19 mostra uma implementação típica para essas malhas de controle. A letra *a* da figura corresponde à malha de controle de fluxo de rotor, enquanto que a letra *b* corresponde à malha de controle de conjugado.

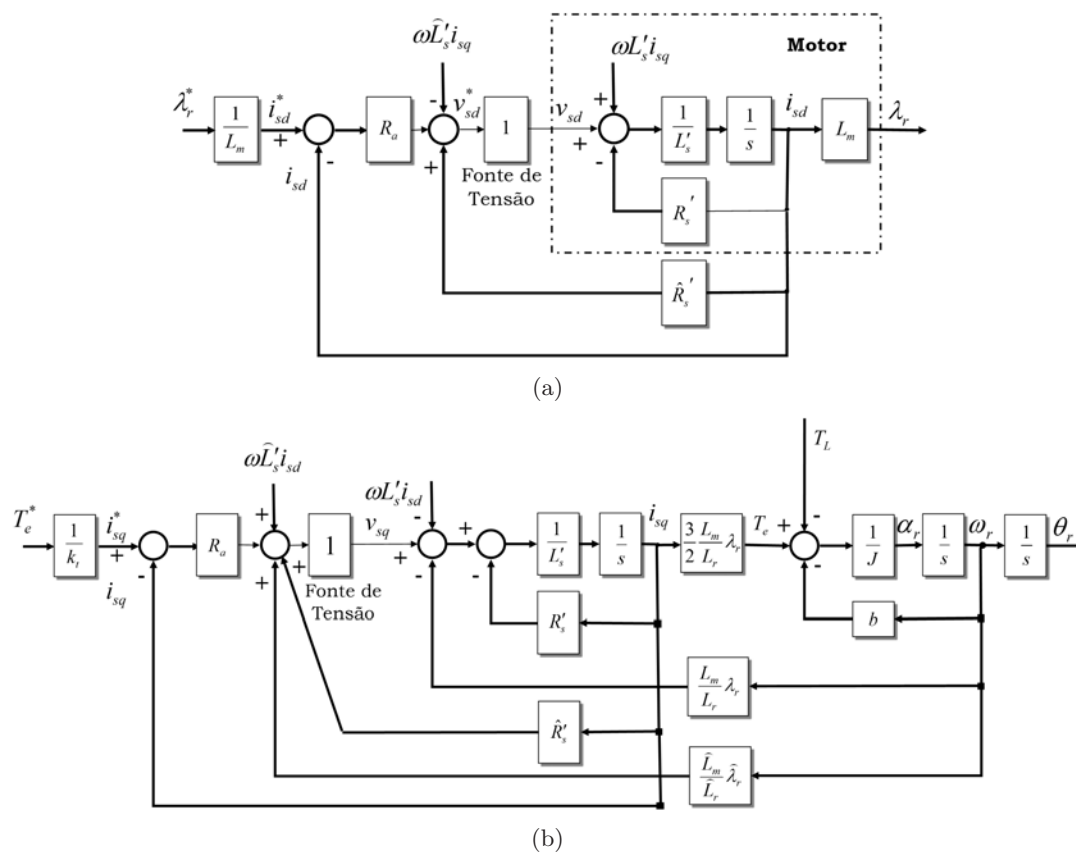


Figura 3.19: Malhas típicas de controle de fluxo (a) e de conjugado (b) em uma acionamento com motor de indução.

Na implementação mostrada na Figura 3.19(a), a dinâmica entre o fluxo magnético de rotor e a corrente de eixo direto, dada pela Equação (3.74), é desprezada. Nesse caso, apenas a corrente de eixo direto é controlada em malha fechada. O conjugado eletromagnético, por ser proporcional à corrente de eixo em quadratura na operação com fluxo constante, é, também, controlado em malha fechada. Em ambas as malhas, os termos de desacoplamento para alimentação em tensão, equações (3.78) e (3.79), são adicionados. As realimentações internas são canceladas e os ganhos proporcionais R_a , nas duas malhas, dimensionados para imposição da dinâmica desejada. Assim, a função de transferência entre a corrente de eixo em quadratura de referência e a corrente de eixo em quadratura real, ou, equivalentemente, entre o conjugado eletromagnético de referência e o conjugado eletromagnético real, é dada por:

$$\frac{I_{sq}(s)}{I_{sq}^*(s)} = \frac{T_e(s)}{T_e^*(s)} = \frac{1}{(L'_s/R_a)s + 1} = \frac{1}{\tau_c s + 1} \quad (3.80)$$

A mesma função de transferência acima é, também válida para a malha de controle da corrente de eixo direto ($I_{sd}(s)/I_{sd}^*(s)$).

Na maioria dos acionamentos, está presente uma malha de controle de velocidade angular e/ou posição angular. Essas malhas são externas à malha de corrente de eixo em quadratura (ou de conjugado). Um esquema típico dessa malha de controle utilizada em esquemas de controle por orientação de campo de rotor é mostrado no diagrama em blocos da figura (3.20). Semelhante ao apresentado em (Schmidt e Lorenz 1992), esse esquema de controle implementa as ações “feedforward” e de realimentação das variáveis de estado velocidade e posição de rotor. Observe que, nesse esquema, a malha de controle de corrente de eixo em quadratura, foi substituída pela dinâmica de 1a. ordem representada pela constante de tempo τ_c na Equação (3.80). Para simplificação da análise, a figura considera, novamente, a fonte de tensão ideal.

Considerando a operação do acionamento na região de velocidades variando entre 0 e a nominal, de tal forma que o enlace de fluxo de rotor λ_r (e conseqüentemente i_{sd}) possa ser considerado constante, a operação do motor como transdutor de conjugado é bem ilustrada pela relação entre o conjugado eletromagnético (ou a corrente de eixo em quadratura) e o conjugado de carga. Essa relação, extraída do diagrama em blocos da Figura 3.20, é dada por:

$$\frac{T_e(s)}{T_L(s)} = \frac{b_a s^2 + k_a s + k_{ia}}{J\tau_c s^4 + (J + b\tau_c) s^3 + (b + b_a) s^2 + k_a s + k_{ia}} \quad (3.81)$$

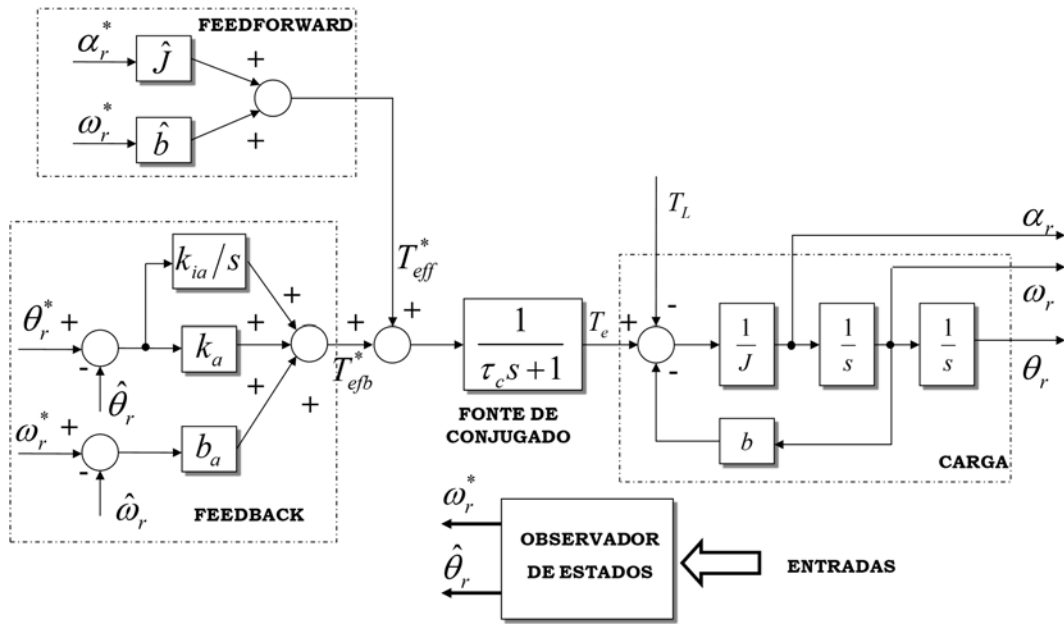


Figura 3.20: Esquema de controle de velocidade típico

Observa-se que o conjugado eletromagnético T_e e, conseqüentemente a corrente de eixo em quadratura i_{sq} é uma versão filtrada do conjugado de carga do motor. Assim, a capacidade de se detectar oscilações de conjugado de carga provenientes de faltas está diretamente relacionada à faixa de passagem dessa função de transferência. Nesta aplicação como transdutor de conjugado, essas variáveis se beneficiam diretamente da largura de faixa da malha de velocidade. Quanto mais larga for essa faixa, mais fielmente o conjugado eletromagnético (e a corrente de eixo em quadratura) irá acompanhar as variações no conjugado de carga.

Vale, aqui, ressaltar a semelhança de comportamento com transdutores convencionais em malha fechada. Como acontece com esses transdutores, o motor em malha fechada, apresenta, também, uma maior faixa de passagem em relação à operação em malha aberta. Além disso, a função de transferência (3.81) mostra que o motor apresenta, para frequências não muito altas, uma redução bastante significativa da dependência dos parâmetros do motor. Isto se deve ao fato de que, em geral, o ganho b_a é feito muito maior que b . A limitação existente, agora, está relacionada à prioridade da ação de controle do motor como dispositivo mecânico atuador, ao invés da função de transdutor. Em alguns casos, critérios conflitantes podem surgir.

Além do conjugado eletromagnético e da corrente de eixo em quadratura, os valores de referência dessas duas variáveis podem ser utilizados com vantagens. De acordo

com a Figura 3.20, a função de transferência entre o conjugado eletromagnético de referência e o conjugado de carga, é dada por:

$$\frac{T_e^*(s)}{T_L(s)} = \frac{b_a s^2 + k_a s + k_{ia}}{J s^3 + (b + b_a) s^2 + k_a s + k_{ia}} \quad (3.82)$$

Como se pode observar na Equação (3.82), a ordem do numerador diminui em um quando comparada à função de transferência (3.81). Isso decorre da eliminação do filtro passa-baixas representado pela função de transferência $T_e^*(s)/T_e(s)$ na Figura 3.20. Em outros termos, isto significa uma maior capacidade de acompanhar variações rápidas no conjugado de carga.

Se uma malha de controle de aceleração com ganho J_a estiver presente no controlador (Schmidt e Lorenz 1992), o resultado obtido no parágrafo anterior se torna, ainda, mais interessante. Neste caso, a função de transferência (3.82) se transforma em:

$$\frac{T_e^*(s)}{T_L(s)} = \frac{J_a s^3 + \left(\frac{J_a}{J} b + b_a\right) s^2 + \left(\frac{J_a}{J} b + k_a\right) s + k_{ia}}{(J_a + J) s^3 + \left(\frac{J_a}{J} b + b_a + b\right) s^2 + \left(\frac{J_a}{J} b + k_a\right) s + k_{ia}} \quad (3.83)$$

Observa-se, agora, que, se $J_a \gg J$ e $b_a \gg b$, a referência de conjugado T_e^* segue com ganho, praticamente, unitário e baixa sensibilidade paramétrica, o conjugado de carga. Portanto, em acionamentos com essa topologia, T_e^* (e conseqüentemente I_{sq}^*) é uma variável de indicação bastante interessante para se detectar faltas na carga cuja frequência seja menor que ou igual à faixa de passagem da malha de velocidade do acionamento.

Deve-se observar, ainda, a dificuldade que se teria em utilizar a velocidade angular do rotor como variável de indicação de faltas. Essa variável não deve ser tomada como variável de saída do transdutor, pois, na operação em malha fechada, o controlador atua para que essa variável fique constante. Logo, as oscilações provocadas pelo conjugado de carga nessa variável são difíceis de se medir, a menos que o controlador não esteja bem ajustado.

Por fim, o mesmo procedimento utilizado para se chegar a um modelo de medição que possibilite avaliar a influência de cada parâmetro e do ponto de operação é, também, aplicável ao caso do motor operando em malha fechada.

3.4 Resultados Experimentais

Com o intuito de avaliar o modelo de pequenos sinais utilizado ao longo deste capítulo e ilustrar alguns dos fatos discutidos, realizou-se ensaios experimentais em uma bancada dinamométrica. Os ensaios consistiram na aplicação de sinais alternados senoidais de conjugado ao motor sob teste operando sob diversos níveis médios de conjugado de carga. Foram coletadas amostras das correntes e tensões de estator e traçadas curvas de resposta em frequência para fins de comparação com os resultados de simulação gerados anteriormente.

A bancada dinamométrica utilizada foi produzida pela Weg Automação ^{MR} e disponibilizada ao LAI/UFMG (laboratório de aplicações industriais da UFMG). Um esquema dessa bancada é mostrado na Figura 3.21. Ela é montada a partir de dois motores de indução de 10 cv, ventilação forçada, idênticos e um conversor eletrônico regenerativo. Alimentado pela rede elétrica c.a. 220 V, o conversor eletrônico é capaz de realizar o controle vetorial de conjugado e/ou velocidade da máquina elétrica 1. Essa máquina opera como uma carga mecânica para a segunda que é o motor a ser ensaiado. O motor a ser ensaiado pode ser conectado diretamente à rede elétrica ou, a critério do usuário, alimentado por uma fonte elétrica externa.

Nos testes realizados neste capítulo, a máquina de teste foi a própria máquina existente na bancada dinamométrica. Trata-se de uma máquina elétrica trifásica de 10 cv, 220 V, 26 A, 60 Hz, 1760 rpm. Ela foi conectada em estrela e alimentada diretamente da rede elétrica c.a., 220 V do laboratório. Para gerar os sinais de controle a serem aplicados no conversor regenerativo e coletar resultados, foi utilizado um sistema de aquisição e geração de sinais desenvolvido pela empresa National Instruments ^{MR} NI-DAQMX PCI-6022. Os sinais de tensão e corrente do motor foram condicionados para a faixa de entrada do sistema de aquisição de dados (± 10 V) através de sensores de efeito Hall e circuitos baseados em amplificadores e filtros analógicos de sinais (Apêndice A). Esse hardware foi controlado através de um instrumento virtual (VI – Virtual Instrument) desenvolvido no software Labview da mesma empresa citada. Esse sistema possibilitou a monitoração das variáveis de operação do acionamento e a coleta de dados para posterior análise.

As Figuras 3.22 e 3.23 mostram exemplos de telas do instrumento virtual construído. Na Figura 3.22 tem-se oscilogramas da tensão e corrente da fase A do motor sob teste e, nos indicadores, valores eficazes dessas variáveis. A Figura 3.23 mostra o espectro de frequências desses sinais e destaca as bandas laterais da corrente relacionadas ao

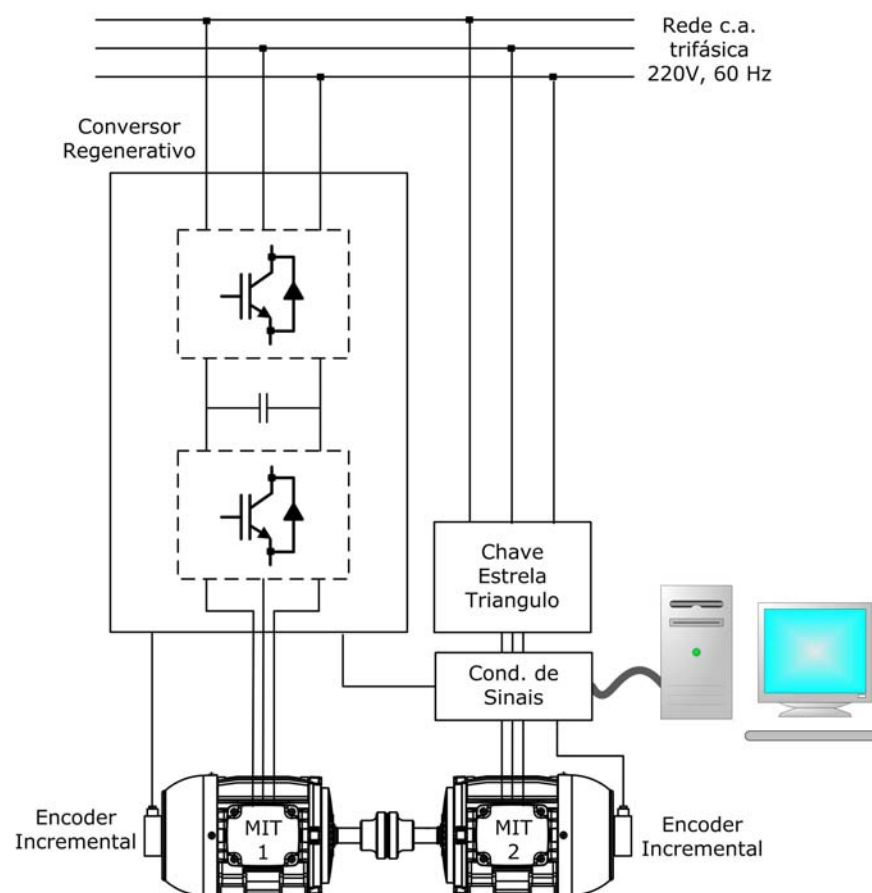


Figura 3.21: Esquema da bancada dinamométrica utilizada nos ensaios. Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).

desalinhamento entre os motores da bancada.

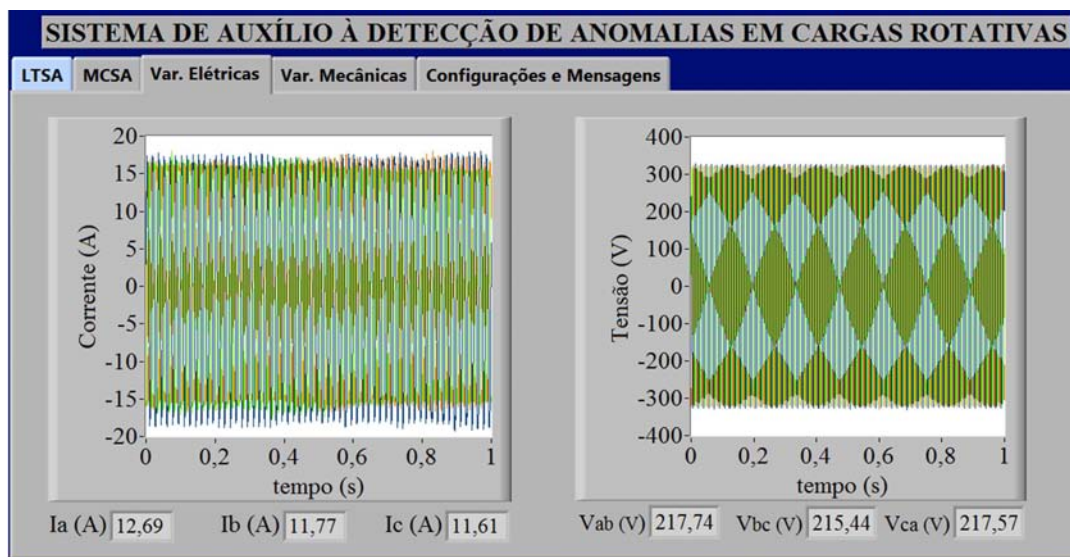


Figura 3.22: Exemplo de tela do instrumento virtual construído para monitoração da bancada e análise dos sinais. Em destaque, oscilogramas das correntes (esquerda) e tensões de linha (direita) do motor.

Sinais senoidais de referência de conjugado foram gerados no instrumento virtual e aplicados na respectiva entrada do dinamômetro. Fixou-se duas amplitudes de referência para o conjugado, a saber, 10% e 20% do conjugado nominal do motor e variou-se a frequência na faixa que vai de cerca de 2,5 Hz até 45 Hz. Utilizando-se uma taxa de amostragem de 25 kS/s, amostrou-se, para cada frequência do sinal de excitação, 250 mil amostras (10 segundos) de tensões e correntes. Essa janela de tempo permitiu a conversão dos dados para o domínio da frequência através da transformada rápida de Fourier (FFT) com uma resolução de cerca de 0,1 Hz. A partir destes dados, foram calculadas as componentes de eixo em quadratura, $i_{sq}(t)$ e eixo direto, $i_{sd}(t)$, da corrente de estator da máquina sob teste em um sistema de eixos síncronos com a tensão. Utilizando-se algoritmo de FFT, foram obtidas as bandas laterais, I_{sal} e I_{sar} , da corrente da fase A e as componentes oscilatórias ΔI_{sq} e ΔI_{sd} . Os resultados são apresentados nas Figuras 3.24 e 3.25 na forma de diagrama de Bode com valores em p.u..

As componentes de corrente na Figura 3.24 se referem a excitação de conjugado de 0,05 p.u. ao passo que a Figura 3.25 se refere ao valor de 0,1 p.u.. Como previsto pelas funções de transferência, as amplitudes de ΔI_{sq} são próximas de 0,05 p.u. e 0,1 p.u., respectivamente, para amplitudes de conjugado iguais a 0,05 p.u. e 0,1 p.u.

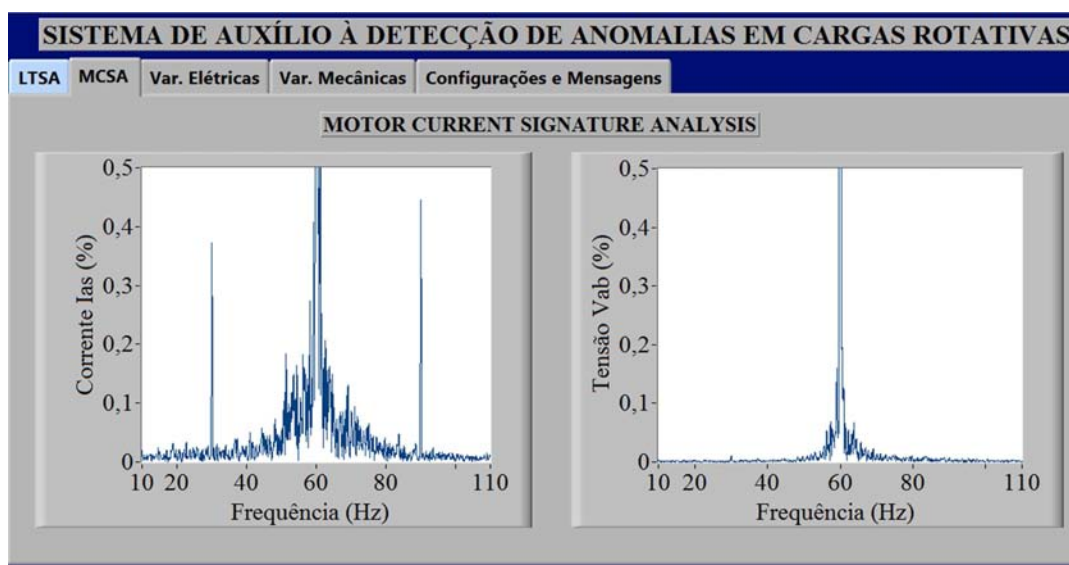


Figura 3.23: Exemplo de tela do instrumento virtual construído para monitoração da bancada e análise dos sinais. Em destaque, os espectros de frequências da corrente da fase A (esquerda) e da tensão v_{ab} (direita) do motor.

na região de baixas frequências. As demais componentes seguem, também, com boa concordância os valores previstos pelo modelo linear equivalente. Ainda de acordo com o previsto, a componente de eixo direto apresenta maior variação com o valor médio de conjugado de carga que a componente de eixo em quadratura. Através dos gráficos, é possível constatar que a faixa de passagem do motor é um pouco maior que 10 Hz.

Nota-se nas duas figuras que as curvas correspondentes ao valor médio de conjugado igual a 25% se desviam um pouco da trajetória linear na região em torno da frequência de 30 Hz. Essa frequência corresponde à velocidade de rotação do motor. Como há um desalinhamento entre eixos, a resposta à excitação de 30 Hz é adicionada à componente previamente existente. Além dessa frequência, distorções são também observadas na região próxima de 45 Hz. Essa distorção está relacionada à dificuldade de se distinguir o ruído existente no espectro de frequência com as componentes de corrente que já se encontram bastante atenuadas. Além disso, como discutido na seção que trata de incertezas de medição, nessa região, as medições apresentam maior incerteza que na região de baixas frequências.

Fica evidente nos gráficos, a dificuldade em se distinguir as curvas relacionadas aos diversos níveis de conjugado. Isso se deve, em grande parte, à dificuldade encontrada para realizar os ensaios sob condições de temperatura da máquina estável e à inexatidão da instrumentação utilizada. Essa instrumentação tem uma exatidão da ordem de 2%

para os sinais de tensão e de corrente.

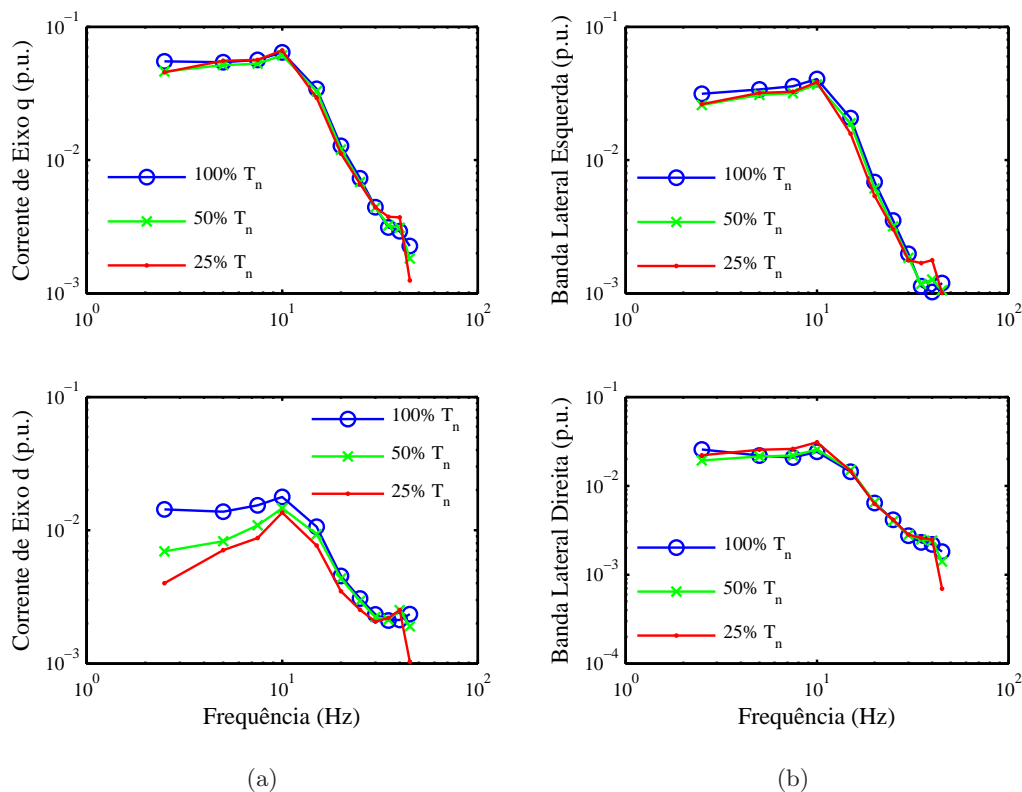


Figura 3.24: Resposta em frequência para uma excitação de conjugado de carga igual a 10% do conjugado nominal para um motor de indução de 10 cv, 4 pólos: (a) Componentes de eixo em quadratura e direto da corrente e (b) Bandas laterais da corrente de fase.

3.5 Conclusões

Foi desenvolvido neste capítulo um estudo a respeito do comportamento do motor de indução como transdutor de conjugado em sistemas de monitoração da condição e de detecção de faltas em cargas mecânicas com “sintomas” de natureza periódica. Valendo-se do modelo clássico em regime permanente do motor, desenvolveu-se uma analogia com um transdutor convencional. Essa analogia tornou possível a identificação de características em comum e a visualização de abordagens e ferramentas que pudessem ser aplicadas ao estudo do motor no exercício da função de transdutor de conjugado. Em seguida, procedeu-se à obtenção de relações funcionais que foram utilizadas para análise das incertezas de medição que ocorrem em aplicações de monitoração da condição.

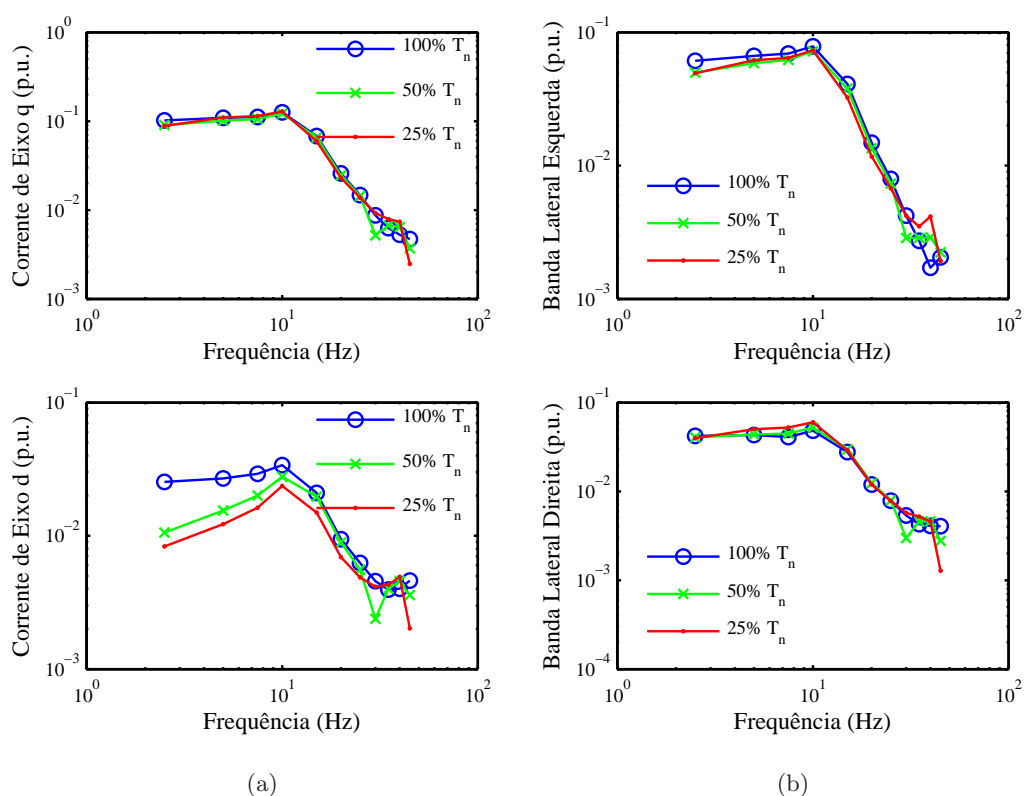


Figura 3.25: Resposta em frequência para uma excitação de conjugado de carga igual a 20% do conjugado nominal para um motor de indução de 10 cv, 4 pólos: (a) Componentes de eixo em quadratura e direto da corrente e (b) Bandas laterais da corrente de fase.

Empregando-se abordagem de pequenos sinais, foram obtidas funções de transferência simples que permitiram uma análise da função transdutora em aplicações de detecção de faltas baseadas na componente alternada do conjugado de carga. As componentes q e d de pequenos sinais da corrente de estator foram comparadas entre si e relacionadas às bandas laterais da corrente.

De maneira semelhante ao caso anterior, empregou-se uma metodologia de avaliação de incertezas e avaliou-se diversos aspectos que influenciam o uso do motor no exercício dessa função. Com base nos resultados obtidos, ficou evidenciado que, na maioria das situações, a componente em quadratura ΔI_{sq} da corrente e, conseqüentemente, o conjugado eletromagnético, é que apresenta a menor incerteza de medição. Além de poder ser obtida diretamente das bandas laterais de corrente (requer apenas um sensor), essa variável é interessante de ser utilizada como indicador de faltas por apresentar menor sensibilidade às variações na resistência de rotor com a temperatura.

Em relação à resposta a sinais alternados de conjugado de carga, pode-se dizer que o motor de indução diretamente conectado à rede elétrica (sem controle em malha fechada) é um transdutor com faixa de passagem bastante limitada em comparação aos dispositivos convencionais. Além disso, a precisão das medições varia com o nível de carga, com a frequência do sinal de excitação, com a temperatura, com a tensão de alimentação, com a inércia e outros parâmetros do motor. Apesar disso, o estabelecimento de procedimentos de controle dessas condições possibilita a obtenção de resultados bastante aceitáveis para uma diversidade de sistemas de detecção de faltas.

De maneira semelhante ao que ocorre com sensores convencionais, o emprego da realimentação em motores de indução para exercer, simultaneamente à função atuadora, a função de transdutor de conjugado traz melhorias bastante significativas em relação à operação em malha aberta. A expansão da faixa de passagem e a diminuição da dependência em relação aos parâmetros do motor são as mais importantes. Cuidados devem ser tomados com os efeitos produzidos pela alimentação com conversores eletrônicos.

No próximo capítulo, o aumento da faixa de passagem e a redução da dependência dos parâmetros através da introdução de realimentação ao sistema são objetivos perseguidos através da proposição de uma ferramenta de detecção de faltas baseada em um observador de estados.

Capítulo 4

LTSA (Load Torque Signature Analysis): Uma Ferramenta de Auxílio à Detecção de Falhas em Cargas Mecânicas Rotativas

No Capítulo 2 foram revisadas as diversas técnicas de detecção de faltas em cargas mecânicas rotativas com enfoque nas variáveis utilizadas para indicação de faltas. Dado que o interesse deste trabalho está centrado nas técnicas que utilizam variáveis do motor de acionamento, esse estudo foi aprofundado no Capítulo 3 que procurou descrever o motor sob a ótica de transdutor de conjugado. Como pôde ser visto, a máquina de indução se apresenta como um transdutor natural da carga mecânica acoplada ao seu eixo. Assim, ela é capaz de “transduzir” o conjugado de carga, incluindo as componentes relacionadas a faltas, em variáveis de fácil medição como as correntes elétricas, o conjugado eletromagnético, a velocidade angular e outras.

Conforme abordado no Capítulo 3 e em (Stopa e Cardoso Filho 2010), a análise da assinatura da corrente do motor (M.C.S.A.) é, entre as técnicas que se baseiam no comportamento do motor como transdutor de conjugado, a ferramenta de detecção de faltas mais tradicional e bem sucedida. O grande apelo desta técnica é o fato de não depender da instalação de nenhum sensor na carga mecânica ou em seu motor de acionamento. Apenas o acesso ao painel de comando do motor para instalação de um único sensor de corrente (ou aproveitamento de sensores possivelmente já existentes) é necessário.

A despeito deste sucesso, a ferramenta M.C.S.A. sofre as limitações inerentes ao comportamento natural da máquina de indução como transdutor de conjugado. A máquina de indução, assim como diversos outros transdutores, apresenta limitações como faixa de passagem reduzida (algumas dezenas de Hertz) e variações paramétricas. Essas limitações restringem o seu uso à detecção de faltas cujas frequências de excitação estejam localizadas dentro de sua faixa de passagem. O uso acima dessa faixa requer instrumentação de alta sensibilidade e técnicas sofisticadas de processamento de sinais. Condições adversas como temperatura e ponto de operação variáveis (variação do nível médio de conjugado), distúrbios na tensão de alimentação e outras também são fatores limitantes e devem ser tratados.

Tendo em mente soluções adotadas para transdutores em geral e, procurando tirar proveito dos recursos já disponíveis em acionamentos com motores de indução, o fundamento da solução proposta neste capítulo é a realimentação de estados. Através dela, é possível reduzir a sensibilidade de transdutores a variações paramétricas (Doebelin 1990) e adequar sua faixa de passagem à aplicação pretendida.

Considerando que, a maioria dos acionamentos elétricos em malha fechada utiliza um observador de estados para obtenção do sinal de velocidade, o aproveitamento dessa estrutura para fins de detecção de faltas se apresenta como uma proposta bastante promissora. Além de estimativas dos sinais de velocidade e conjugado eletromagnético que são, também, de interesse na detecção de faltas, algumas estruturas de observadores fornecem, como variável intermediária ao processo de observação, uma estimativa do conjugado de carga. Esse é o caso da estrutura empregada neste trabalho para compor a ferramenta de auxílio à detecção de faltas.

Uma das motivações para se usar o conjugado de carga como variável de detecção, é o fato de ser ela, ao lado das variáveis vibracionais, uma das variáveis mais ricas em informações a respeito da condição da carga. Uma vez que o conjugado de carga precede a corrente elétrica na cadeia causa-efeito, forças de excitação causando vibrações a afetam primeiro e com maior intensidade que a corrente elétrica.

Construída a partir de um observador de Luenberger (Lorenz e Patten 1991), a ferramenta de auxílio à detecção de faltas aqui proposta e nomeada L.T.S.A. - "Load Torque Signature Analysis" - é apresentada na Seção 4.1. Sendo o elemento principal da L.T.S.A., o observador de velocidade é descrito na Seção 4.2, onde também se estuda sua estrutura, modelo matemático, resposta em frequência e sensibilidade paramétrica. A Seção 4.2 discute, ainda, alguns aspectos práticos de implementação como resolução

finita do encoder, não-idealidades de sensores e outras. Na Seção 4.3 é apresentada uma análise comparativa com a técnica M.C.S.A., tratada aqui como a técnica de referência. Resultados de simulação e experimentais com vistas a validar a ferramenta proposta são apresentados ao longo das seções. A Seção 4.4 apresenta as conclusões do capítulo.

4.1 Ferramenta de Auxílio à Detecção de Falhas em Cargas Mecânicas Rotativas

A ferramenta de auxílio à detecção de falhas aqui proposta é apresentada na forma de diagrama de blocos na Figura 4.1. Ela se compõe de um observador de posição/velocidade do tipo Luenberguer (descrito na Seção 4.2) seguido por um analisador de espectro baseado em algoritmo FFT (*Fast Fourier Transform*).

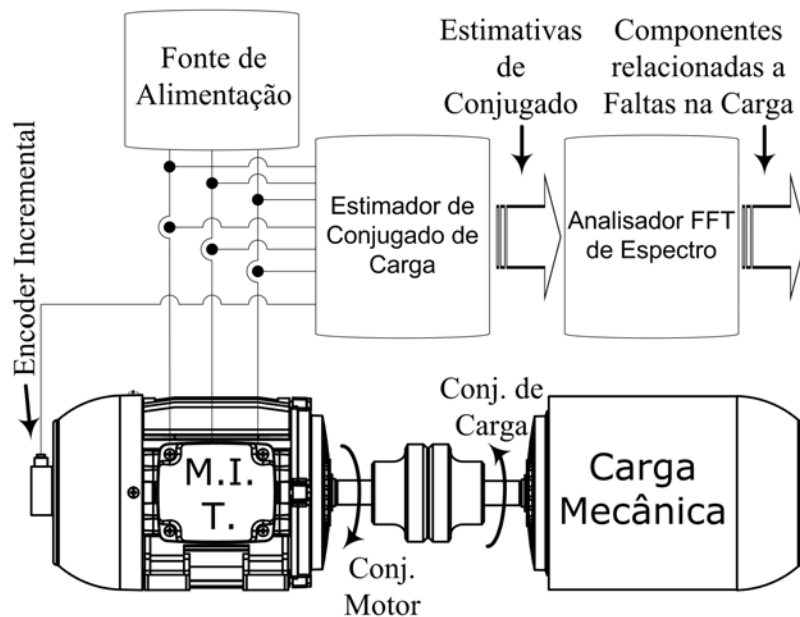


Figura 4.1: Analisador da Assinatura do Conjugado de Carga (“Load Torque Signature Analyzer”). Desenhos das máquinas obtidos a partir de (Weg 2011).

A detecção de falhas através da ferramenta L.T.S.A. se baseia no princípio de que a maioria das falhas em cargas mecânicas produzem esforços oscilatórios e/ou vibrações que são transmitidas diretamente ao motor de acionamento através de um eixo em comum (como ocorre, por exemplo, em motobombas) ou indiretamente através de um dispositivo de acoplamento. O motor responde a esses esforços exibindo, entre outros

efeitos, modulação nas correntes e oscilações na posição angular do eixo. Como uma primeira etapa do método de detecção de falta, a ferramenta L.T.S.A. utiliza essas duas variáveis mais a tensão de alimentação do motor para produzir estimativas do sinal de conjugado de carga. Similarmente ao método M.C.S.A., emprega-se, numa segunda etapa, um algoritmo de FFT para obter o espectro do sinal. Por fim, baseando-se em dados históricos e no conhecimento especializado sobre componentes típicas de falhas na carga mecânica em análise, o usuário da ferramenta aponta a existência ou não de falhas e seu grau de severidade. O grau de severidade da falta é determinado através da comparação da amplitude das componentes espectrais a ela relacionadas com dados históricos previamente armazenados.

Como se pode ver, a ferramenta de auxílio tem uma estrutura bastante simples. Apesar dessa simplicidade, seu projeto e implementação prática requerem certos cuidados. O projeto deve ser feito com vistas a satisfazer a faixa de passagem necessária para detectar as falhas de interesse e com o compromisso de não amplificar ruídos de alta frequência como, por exemplo, aqueles provenientes do erro de quantização do encoder.

Em relação à implementação prática, reduzir erros de medição das variáveis terminais como aqueles provenientes dos sensores de corrente e de tensão é essencial. Esses erros podem contaminar as estimativas de conjugado e levar o usuário da ferramenta a tirar conclusões equivocadas a respeito da existência de determinados tipos de falta na carga. Perturbações na tensão de alimentação tais como desbalanceamento e harmônicos (da rede e/ou do conversor) têm influência semelhante e são também importantes de serem identificados. Esses tópicos e outros similares são abordados na Subseção 4.2.5.

4.2 Estimação do Conjugado de Carga

Como mencionado anteriormente, o sinal estimado de conjugado de carga é obtido a partir de um observador de posição/velocidade. Como observadores desta natureza já são parte integrante de uma parcela significativa de acionamentos controlados, o custo computacional adicional de se implementar esta estrutura é pequeno. O observador de velocidade adotado neste trabalho é do tipo Luenberger (Lorenz e Patten 1991). Um diagrama de blocos desse observador é mostrado na Figura 4.2, onde os símbolos θ_r , $\hat{\theta}_r$, ω_r , $\hat{\omega}_r$, T_e , \hat{T}_e , T_L , \hat{T}_L , J , \hat{J} , b e \hat{b} são usados para representar, respectivamente, os valores reais e estimados da posição angular, da velocidade angular, dos conjugados eletromagnético e de carga, do momento de inércia e do coeficiente de atrito viscoso.

Ele é constituído da parte mecânica do acionamento estendida para incluir o sinal de posição angular do eixo do motor como termo de correção das estimativas. O erro de estimação é corrigido através de ganhos proporcional, k_o , integral, k_{io} e derivativo, b_o , sendo a saída do bloco correspondente a este último alimentada diretamente na saída do modelo para evitar a implementação da operação derivada.

As variáveis de entrada do observador são a posição angular do eixo e o conjugado eletromagnético. A posição angular do eixo é obtida por medição direta através de um sensor, em geral, do tipo encoder (dispositivo utilizado neste trabalho). Já o conjugado eletromagnético, utilizado para realizar ação do tipo “feedforward”, é estimado a partir das correntes e tensões de estator como explicado na próxima subsecção.

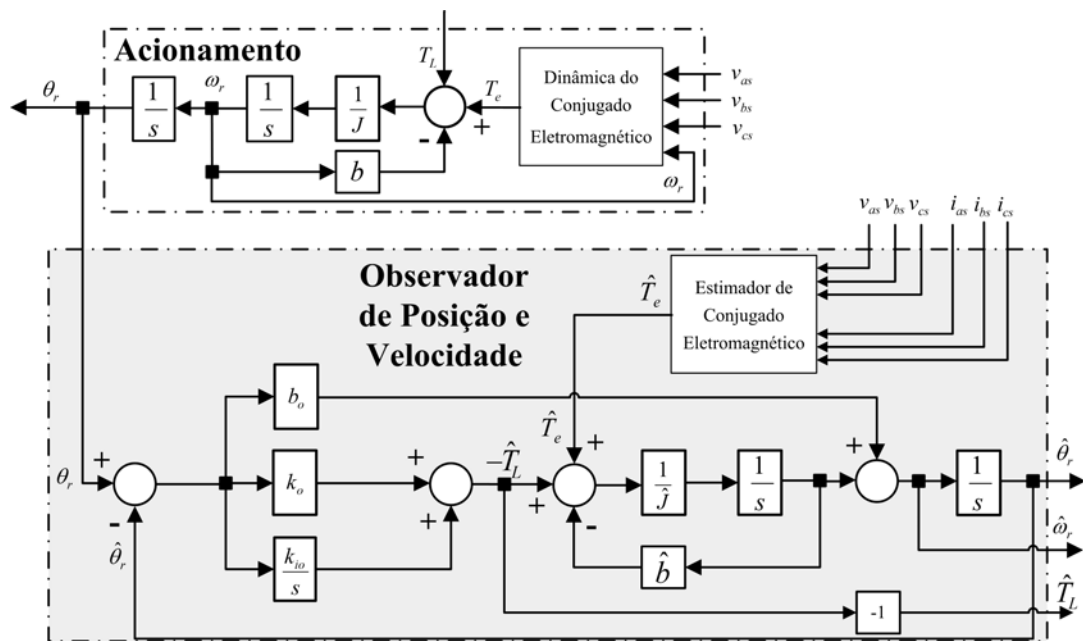


Figura 4.2: Modelo em tempo contínuo do observador de posição/velocidade angular do tipo Luenberger.

A implementação do observador de posição/velocidade requer, além das variáveis posição angular e conjugado eletromagnético, estimativas da constante de inércia J e do coeficiente de atrito viscoso b . A constante de inércia deve incluir, além da inércia própria do motor, a inércia equivalente da carga referida ao eixo do motor. Esses parâmetros são obtidos a partir de testes experimentais no acionamento. Em acionamentos onde se tem um sensor de velocidade instalado ao invés de um sensor de posição, a estrutura pode ser substituída por um observador de velocidade/aceleração.

Esta alternativa foi empregada por este autor na estimação de conjugado em um processo de trefilação de tubos de aço sem costura (Stopa e Cardoso Filho 2008).

Nota-se na figura que o conjugado de carga estimado é uma informação disponibilizada pelo observador, independentemente do interesse do usuário. No caso da L.T.S.A., esse é o sinal de interesse para fins de detecção de falta. Em relação às operações rotineiramente executadas, o processamento adicional requerido fica restrito ao armazenamento do sinal de conjugado de carga e posterior processamento na etapa de análise no domínio da frequência para detecção de falhas.

Para que o observador possa ser implementado, são necessários, além de especificar um estimador de conjugado eletromagnético, calcular os ganhos de estimação b_o , k_o and k_{i_o} mostrados na Figura 4.2, obter uma versão em tempo discreto do observador e, por fim, analisar o impacto da discretização, variação de parâmetros, não-idealidades nos sensores e distorções dos sinais de entrada. Estes tópicos são abordados a seguir.

4.2.1 Estimação do Conjugado Eletromagnético

As estimativas de velocidade e posição, em regime permanente, não são diretamente afetadas por erros no sinal de conjugado eletromagnético estimado, pois, um erro estacionário nesse sinal é corrigido pelo “controlador” PID na Figura 4.2. Já o sinal de conjugado de carga estimado pode ser afetado por erros no sinal de conjugado eletromagnético. Ao compensar erros no conjugado eletromagnético, o controlador PI ajusta sua saída que é o conjugado de carga estimado e produz um desvio em relação ao valor correto desse sinal. Portanto, para que a estimativa do conjugado de carga tenha boa exatidão, é necessário que o conjugado eletromagnético também seja calculado com exatidão. O conjugado eletromagnético pode ser obtido diretamente através de estimava (ou observação) de um dos enlases de fluxo magnético (estator, rotor ou mútuo) e das correntes de estator. A escolha do estimador específico a ser utilizado está associada a critérios técnicos de cada acionamento, sendo que, em geral, a maioria das estruturas apresenta estimativas de qualidade aceitável.

Para os casos onde o acionamento é alimentado por um conversor eletrônico, o conjugado eletromagnético pode ser obtido diretamente a partir do algoritmo incorporado. Nos demais casos, pode-se empregar, como é feito neste trabalho, um modelo simples e bastante conhecido de estimador que é baseado nos enlases de fluxo e correntes de estator (Shin et al. 2000) (Holtz 2003). Esse tipo de estimador calcula os enlases de fluxo de estator através da integração da f.c.e.m. e requer o conhecimento apenas

de um parâmetro elétrico da máquina que é a resistência de estator. As variáveis requeridas para o cálculo da f.c.e.m. são as tensões e correntes de estator.

Assim, o fasor espacial enlace de fluxo de estator é estimado a partir da integral:

$$\hat{\lambda}_s = \int (v_s - R_s i_s) dt \quad (4.1)$$

onde v_s , i_s e R_s são, respectivamente, os fasores espaciais de tensão e de corrente de estator e a resistência de estator.

O conjugado eletromagnético é, então, calculado através das componentes de eixo direto do enlace de fluxo de estator e da componente de eixo em quadratura da corrente:

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{sd} i_{sq} \quad (4.2)$$

Esta escolha particular de estimador de fluxo magnético (Equação (4.1)) é susceptível a erros de integração causados por offset nos sinais de entrada. Estes erros podem ser compensados por meio de diversas estratégias (Holtz 2003) e (Shin et al. 2000). A estratégia usada aqui é aquela proposta nesta última referência. Ela consiste em substituir a função de transferência $1/s$ do integrador por um filtro passa-baixas de 1ª ordem:

$$\hat{\lambda}_{slp}(s) = \frac{1}{s+a} f_{cem}(s) \quad (4.3)$$

onde $\hat{\lambda}_{slp}(s)$ é a estimativa do enlace de fluxo de estator obtida a partir do filtro passa-baixas, “ $-a$ ” é o pólo do filtro e $f_{cem}(s) (= V_s(s) - R_s I_s(s))$ é a força contra-eletromotriz de estator.

A substituição do integrador por um filtro passa-baixas, embora solucione o problema de offset na integração, traz como “efeitos colaterais” erros de amplitude e fase. Estes erros podem ser compensados através da multiplicação da amplitude por um fator G e da correção da fase por um fator ϕ_1 dados, respectivamente por (Shin et al. 2000):

$$G = \frac{\sqrt{\hat{\omega}_e^2 + a^2}}{|\hat{\omega}_e|} \quad (4.4)$$

$$\phi_1 = \arctan\left(\frac{a}{|\hat{\omega}_e|}\right) \quad (4.5)$$

onde $\hat{\omega}_e$ é a frequência angular estimada. Uma expressão para $\hat{\omega}_e$ pode ser escrita a partir da equação de tensão de estator, (4.1), considerando o fluxo senoidal ($\hat{\lambda}_s = |\hat{\lambda}_s| e^{j\hat{\omega}_e t}$):

$$\hat{\omega}_e = \frac{-(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) \hat{\lambda}_{s\alpha} + (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) \hat{\lambda}_{s\beta}}{|\hat{\lambda}_s|^2} \quad (4.6)$$

De forma a reduzir erros no processo de discretização, o valor de “a” na Equação (4.3) deve variar em função da frequência angular síncrona do motor:

$$a = \frac{|\hat{\omega}_e|}{k} \quad (4.7)$$

onde k é uma constante que deve ser ajustada na faixa de 0 a 3 para um bom desempenho do estimador (Shin et al. 2000).

A equação de estimação do enlace de fluxo de estator, após introdução das correções de amplitude e fase é dada por:

$$\hat{\lambda}_s(s) = \frac{1}{s + |\hat{\omega}_e|/k} \frac{\sqrt{\hat{\omega}_e^2 + (\hat{\omega}_e/k)^2}}{|\hat{\omega}_e|} \exp(-j\phi_1) f_{cem}(s) \quad (4.8)$$

onde:

$$\begin{aligned} \exp(-j\phi_1) &= \cos(\phi_1) - j \operatorname{sen}(\phi_1) \\ \cos(\phi_1) &= \frac{|\hat{\omega}_e|}{\sqrt{\hat{\omega}_e^2 + (\hat{\omega}_e/k)^2}} \\ \operatorname{sen}(\phi_1) &= \frac{(\hat{\omega}_e/k)}{\sqrt{\hat{\omega}_e^2 + (\hat{\omega}_e/k)^2}} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Feita a correção do enlace de fluxo de estator, retorna-se à Equação (4.2) e calcula-se o conjugado eletromagnético. Esta estimativa de conjugado eletromagnético é utilizada para alimentar o observador de posição/velocidade e obter a estimativa do conjugado de carga. O diagrama em blocos do estimador de conjugado eletromagnético resultante assume a forma mostrada na Figura 4.3, onde os cálculos de $\hat{\omega}_e$, ϕ_1 e \hat{T}_e indicados são feitos a partir das equações (4.6), (4.5) e (4.2), respectivamente.

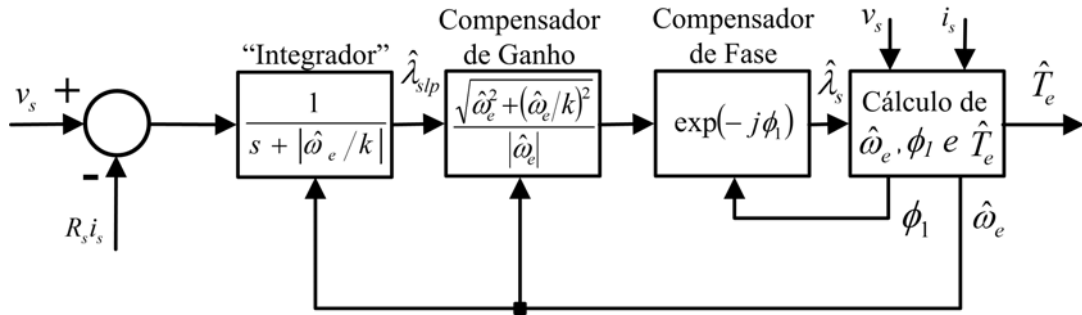


Figura 4.3: Estimador de Conjugado Eletromagnético baseado no enlace de fluxo de estator

4.2.2 Determinação dos Ganhos do Observador

Os ganhos b_o , k_o and k_{io} devem ser calculados de forma a garantir a convergência do observador e sua capacidade de rastreamento da posição angular. Utiliza-se aqui, alocação de pólos da função de transferência $\hat{\theta}_r(s) / \theta_r(s)$. Essa metodologia é idêntica àquela tradicionalmente utilizada no projeto de controladores. A largura de faixa desejada, a taxa de amostragem disponível e a redução da sensibilidade a ruídos indesejáveis são critérios observados.

A função de transferência $\hat{\theta}_r(s) / \theta_r(s)$, obtida a partir do diagrama de blocos da Figura 4.2, é uma função de transferência de 3ª ordem dada por:

$$\frac{\hat{\theta}_r(s)}{\theta_r(s)} = \frac{Js^3 + (\hat{J}b_o + b)s^2 + (k_o + \hat{b}b_o)s + k_{io}}{\hat{J}s^3 + (\hat{J}b_o + \hat{b})s^2 + (k_o + \hat{b}b_o)s + k_{io}} \quad (4.10)$$

onde J , \hat{J} , b e \hat{b} são, respectivamente, os valores real e estimado (através de testes experimentais) do momento de inércia e do coeficiente de atrito viscoso do acionamento.

Os ganhos do observador podem ser expressos em função da localização desejada dos pólos “ $-p_1$ ”, “ $-p_2$ ” e “ $-p_3$ ”, através da decomposição do denominador da Equação (4.10) em um produto de termos de 1ª ordem. Após desprezar o coeficiente de atrito viscoso, b , por ser este muito pequeno na maioria dos acionamentos, este procedimento resulta em:

$$\begin{aligned} s^3 + b_o s^2 + \left(k_o / \hat{J}\right) s + \left(k_{io} / \hat{J}\right) &= (s + p_1)(s + p_2)(s + p_3) = \\ &= s^3 + (p_1 + p_2 + p_3) s^2 + (p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3) s + (p_1 p_2 p_3) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Comparando-se o primeiro e o terceiro membros na Equação (4.11), obtém-se as seguintes expressões para os ganhos em função dos pólos desejados:

$$\begin{aligned} k_o &= (p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3) \hat{J} \\ b_o &= p_1 + p_2 + p_3 \\ k_{io} &= (p_1 p_2 p_3) \hat{J} \end{aligned} \tag{4.12}$$

Utilizando-se as expressões de (4.12), calculou-se os ganhos de observação para um acionamento de 10 *cv*, cujo momento de inércia é de 0,1008 *kg m²* (mesmo motor utilizado nos experimentos do Capítulo 3). Esse acionamento foi utilizado como referência nas simulações e resultados experimentais que se seguem. Os pólos do observador foram alocados em $p_1 = -2\pi \times 40 \text{ rad/s}$, $p_2 = -2\pi \times 200 \text{ rad/s}$, $p_3 = -2\pi \times 1000 \text{ rad/s}$ de forma a atingir um desempenho adequado na detecção de falhas cujas componentes espectrais estejam na faixa de 0 a 60 *Hz*. A dinâmica do observador com esses valores de ganho foi testada em simulação através da aplicação de um degrau de conjugado de carga de valor nominal no eixo do motor, seguido da aplicação de um distúrbio senoidal de frequência igual à velocidade de rotação e amplitude igual a 10% do conjugado nominal. O resultado é mostrado nas Figuras 4.4, 4.5 e 4.6. Na Figura 4.4 são apresentadas as respostas de conjugado de carga e eletromagnético estimados ao passo que nas Figuras 4.5 e 4.6 são apresentadas, respectivamente, as respostas de posição angular e velocidade angular estimadas.

Nota-se na Figura 4.4 que o conjugado de carga atinge o valor de referência após um leve sobressinal. Esse sobressinal não é notado no conjugado eletromagnético estimado. Quanto à perturbação senoidal, observa-se que o estimador de conjugado de carga o acompanha com pequenos erros de amplitude e fase. Esses erros não são perceptíveis no sinal estimado de conjugado eletromagnético. Como era de se esperar, o conjugado eletromagnético apresenta uma atenuação em relação ao conjugado de carga.

Quanto às respostas apresentadas nas Figuras 4.5 e 4.6, observa-se que após um pequeno tempo de acomodação, cerca de 10 *ms*, a posição angular estimada e a velocidade angular estimada seguem as variações provocadas pelo degrau de conjugado e pela perturbação senoidal de conjugado. Os erros na resposta senoidal nessas duas variáveis e nos conjugados estimados são predominantemente provocados por defasamento associados à dinâmica do observador.

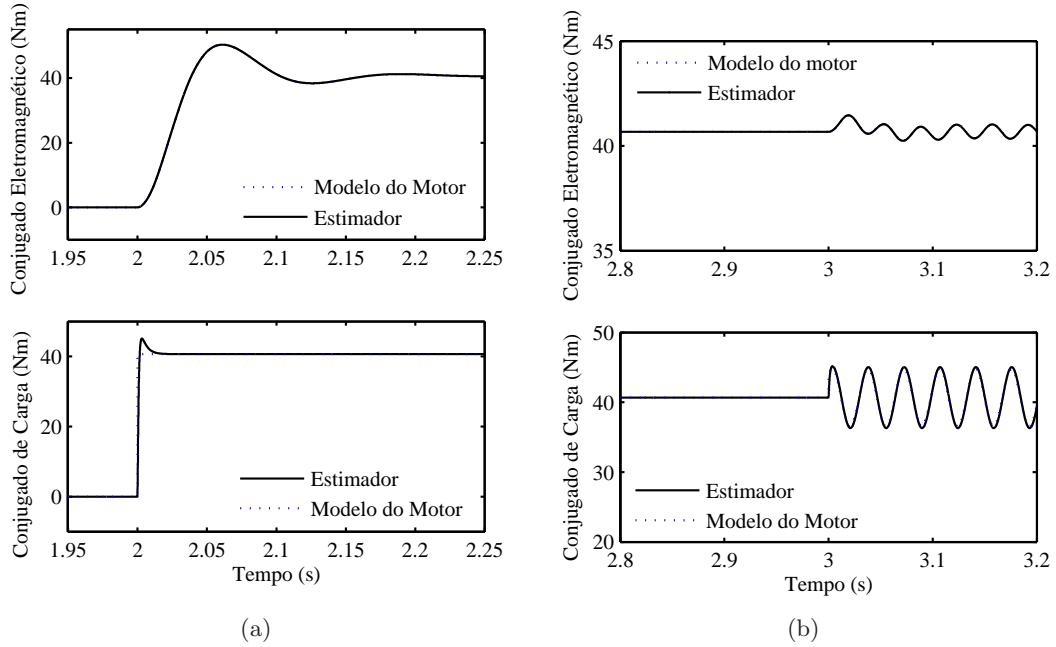


Figura 4.4: Sinais de conjugado de carga (abaixo) e eletromagnético (acima) estimados: (a) Resposta ao degrau de Conjugado (b) Resposta à excitação senoidal de aproximadamente 29 Hz (frequência igual à de rotação do motor).

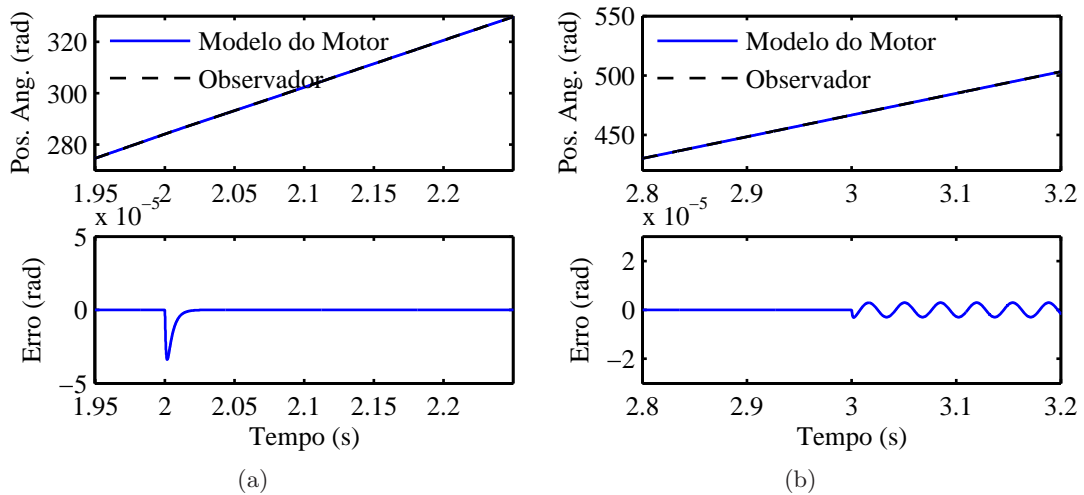


Figura 4.5: Sinal de posição angular estimado: (a) Resposta ao degrau de Conjugado (b) Resposta à excitação senoidal de aproximadamente 29 Hz (frequência igual à de rotação do motor).

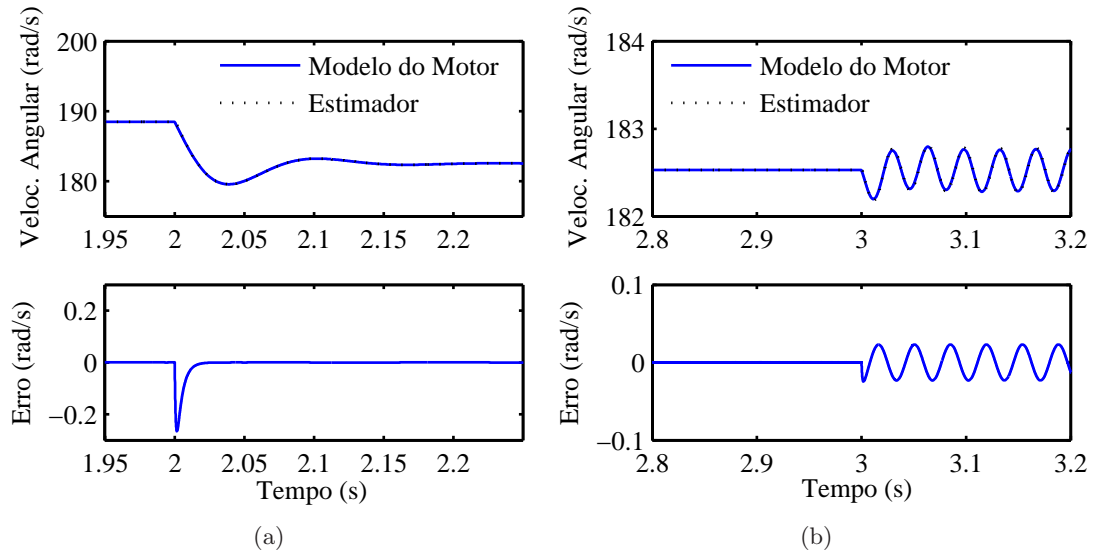


Figura 4.6: Sinal de velocidade angular estimado: (a) Resposta ao degrau de Conjugado (b) Resposta à excitação senoidal de aproximadamente 29 Hz (frequência igual à de rotação do motor).

4.2.3 Sensibilidade Paramétrica

O observador de velocidade (Figura 4.2) depende dos parâmetros \hat{J} e \hat{b} do acionamento para seu perfeito funcionamento. A partir da função de transferência (4.10), pode-se ver que, se o momento de inércia e o coeficiente de atrito viscoso estimados forem iguais aos reais, haverá cancelamento pólos-zeros perfeito, o que implicaria em um observador de faixa de passagem infinita. Embora altamente desejável, esta situação é quase impossível de se obter em situações reais. Em aplicações práticas, variações e/ou erros de até 30% nestes parâmetros podem ser encontrados. Logo, erros na constante de inércia implicam em raízes do numerador e denominador diferentes e conseqüentemente, à imperfeição no cancelamento pólos-zeros. Neste caso, a resposta em altas frequências do observador se deteriora.

Variando-se o momento de inércia na faixa de $0,7J_{nom}$ a $1,3J_{nom}$ na função de transferência (4.10) é possível ter uma ideia de sua influência na posição angular estimada. Um diagrama de migração de pólos/zeros e um diagrama de Bode foram traçados nas Figuras 4.7 e 4.8 com esse intuito. Para fins de simplificação da análise, o coeficiente de atrito viscoso do acionamento foi desprezado. O diagrama de migração mostra que o primeiro zero é o mais sensível à variação do momento de inércia, ao passo que o segundo e terceiro zeros são, pela ordem, menos sensíveis que o primeiro. Logo, como

os pólos são fixos, variações no momento de inércia J influenciam mais fortemente o cancelamento do 1º par pólo-zero, que é o de frequência mais alta. Os pólos de frequência mais baixa são muito pouco influenciados por variações paramétricas.

Esse comportamento dos pares pólos-zeros resultam nos erros de ganho e fase no sinal de posição angular mostrados no diagrama de Bode da Figura 4.8. Ele mostra que os erros de ganho ocorrem na faixa de frequências mais altas (mais evidentes para frequências acima de 100 Hz para o caso exemplo) ao passo que erros de fase ocorrem na faixa de frequências intermediárias (mais evidentes para frequências vizinhas a 500 Hz). Para o acionamento exemplo utilizado, esses erros atingem valores máximos da ordem de 30% para o ganho e 10% para a fase.

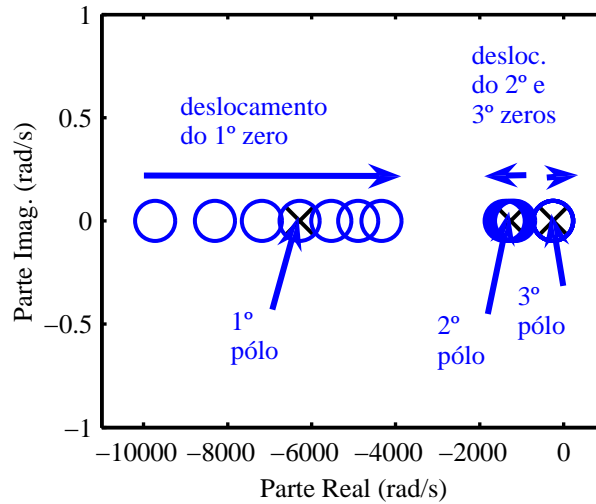


Figura 4.7: Observador de Posição/Velocidade: Diagrama de Migração de pólos-zeros do sinal estimado de posição angular para diferentes valores de J .

De maneira semelhante ao que ocorre com o sinal de posição angular, variações na inércia afetam também a variável de maior interesse neste trabalho que é o conjugado de carga estimado \hat{T}_L . Uma análise a esse respeito pode ser feita através de equação relacionando o conjugado de carga estimado com o conjugado de carga real e com o conjugado eletromagnético. Essa equação é obtida a partir do diagrama de blocos da Figura 4.2, resultando em:

$$\hat{T}_L(s) = \frac{(k_o s + k_{io})}{\hat{J} s^3 + (\hat{J} b_o + \hat{b}) s^2 + (\hat{b} b_o + k_o) s + k_{io}} \frac{\hat{J} s + \hat{b}}{J s + b} \left[\left(\frac{J s + b}{\hat{J} s + \hat{b}} - 1 \right) T_e(s) + T_L(s) \right]$$

(4.13)

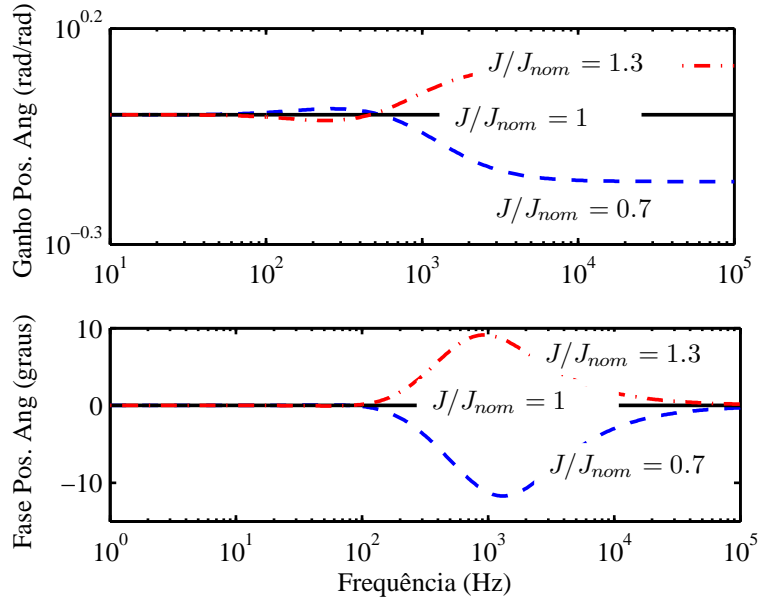


Figura 4.8: Observador de Posição/Velocidade: Diagrama de Bode do sinal estimado de posição angular para diferentes valores de J .

As funções de transferência $\hat{T}_L(s)/T_L(s)$ e $\hat{T}_L(s)/T_e(s)$ na Equação (4.13) têm pólos idênticos aos de $\hat{\theta}_r(s)/\theta_r(s)$. Porém, dada a diferença dos zeros, ao invés do comportamento em altas frequências ser influenciado, agora é o ganho c.c. que varia diretamente com a inércia. No caso da função de transferência $\hat{T}_L(s)/T_L(s)$, esse ganho tende para \hat{J}/J . Essas funções de transferência mostram, ainda, que a relação entre o conjugado de carga estimado \hat{T}_L e os conjugados de carga T_L e eletromagnético T_e é do tipo filtro passa-baixas, ou seja, há uma faixa de passagem a ser estabelecida para que o estimador tenha desempenho satisfatório na detecção de falhas na carga. Um diagrama de Bode ilustrando o comportamento do estimador no domínio da frequência e sua dependência da inércia é mostrado na Figura 4.9.

A Equação (4.13) mostra também que, na ausência de erros na constante de inércia estimada \hat{J} e no coeficiente de atrito viscoso \hat{b} , o coeficiente de T_e entre parênteses na Equação (4.13) se anula. Assim, o conjugado de carga $\hat{T}_L(s)$ estimado pelo observador passa a não depender do conjugado eletromagnético, sendo função exclusiva do conjugado de carga real.

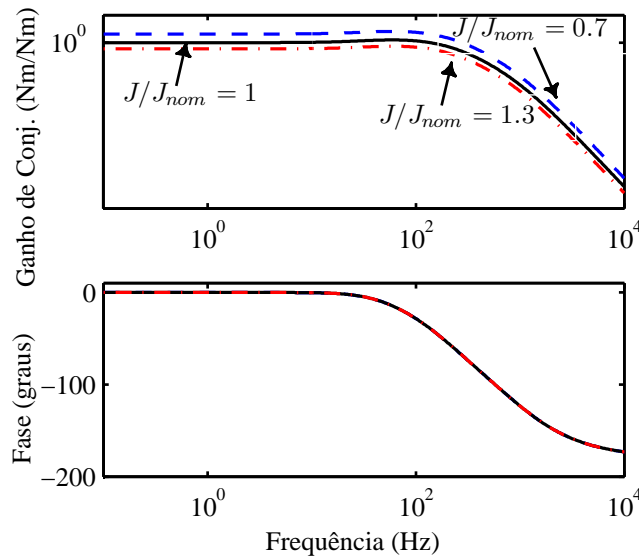


Figura 4.9: Influência de erros no momento de inércia sobre o conjugado de carga estimado.

Sendo função exclusivamente do conjugado de carga real, o conjugado de carga estimado não é afetado por perturbações no conjugado eletromagnético. Essa propriedade é altamente desejável do ponto de vista de detecção de falhas na carga mecânica, pois o sistema de detecção de falhas tornaria-se “imune” a fenômenos vindos da rede elétrica como desbalanceamentos na tensão de alimentação, harmônicos e outros. Esses fenômenos introduzem componentes espectrais na corrente de estator e consequentemente no conjugado eletromagnético e podem levar a um diagnóstico falso de falhas na carga. Como será visto mais adiante, essa “imunidade” é diminuída na implementação em tempo discreto do estimador de conjugado de carga.

Por fim, a Equação (4.13) mostra, ainda, que para sinais contínuos de conjugado de carga ($T_e = T_L$), o conjugado de carga estimado converge para o conjugado real mesmo que haja erros no momento de inércia e no coeficiente de atrito viscoso obtidos por ensaios:

$$\hat{T}_L(j\omega)\Big|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{\hat{b}}{b} \left[\left(\frac{b}{\hat{b}} - 1 \right) T_e + T_L \right]_{T_e=T_L} = T_L \quad (4.14)$$

4.2.4 Obtenção de Modelo em Tempo Discreto

Para incorporar a ferramenta L.T.S.A. em acionamentos reais aproveitando o mesmo hardware de processamento de sinais disponível ou mesmo implementá-la em aplicações

“off-line”, é necessário obter uma versão em tempo discreto do observador de estados. Entre as diversas transformações possíveis, optou-se aqui por utilizar a transformação “foh” (first order hold). Essa transformação é também conhecida como discretização triangular ou invariante à rampa por ser ela livre de distorções para este tipo de entrada (Franklin et al. 1990). A entrada em rampa é a que mais se assemelha ao sinal de posição angular proveniente do encoder.

Os cálculos relativos à transformação “foh” são feitos de maneira mais simples se for utilizada a representação em espaço de estados do observador. Essa representação pode ser obtida a partir da Figura 4.2, resultando em:

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\hat{\theta}} \\ \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{x} \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -b_o & 1 & 0 \\ -\frac{k_o}{j} & 0 & \frac{k_{io}}{j} \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ x \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_o & 0 \\ \frac{k_o}{j} & \frac{1}{j} \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} \theta \\ T_e \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} \\
 \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ k_o & 0 & -k_{io} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ x \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -k_o & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} \underbrace{\begin{bmatrix} \theta \\ T_e \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}}
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

O equivalente “foh” discreto deste sistema é dado por:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) \\
 \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{D}_d \mathbf{u}(k)
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

onde:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}_d &= \mathbf{\Phi} \\
 \mathbf{B}_d &= \mathbf{\Gamma}_1 + \mathbf{\Phi} \mathbf{\Gamma}_2 - \mathbf{\Gamma}_2 \\
 \mathbf{C}_d &= \mathbf{C} \\
 \mathbf{D}_d &= \mathbf{D} + \mathbf{C} \mathbf{\Gamma}_2
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

$\mathbf{\Phi}$, $\mathbf{\Gamma}_1$ e $\mathbf{\Gamma}_2$ na Equação 4.17 são matrizes-bloco que compõe a exponencial da matriz \mathbf{F} construída a partir das matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} do sistema contínuo e do período de amostragem T_s :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Phi} & \mathbf{\Gamma}_1 & \mathbf{\Gamma}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} = \exp(\mathbf{F}) = \exp \left(\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & 1/T_s \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \right) \tag{4.18}$$

A obtenção de uma expressão analítica a partir do modelo no espaço de estados discreto requer a exponenciação da matriz \mathbf{F} (Equação 4.18) e gera funções dos parâmetros do observador para os elementos da matriz discreta \mathbf{A}_d . Logo, o modelo discreto é aqui utilizado somente após a substituição dos valores numéricos destes parâmetros.

O modelo discreto, obtido nesta subseção foi utilizado na implementação prática do observador de estados e nas análises que se seguem.

4.2.5 Aspectos Práticos de Implementação

Os impactos que não-idealidades relacionadas às medições e às perturbações na fonte de alimentação têm no desempenho do estimador de conjugado de carga são avaliados nesta seção. Essa avaliação é feita com base nos modelos em tempo contínuo e tempo discreto. Os efeitos de interesse são a resolução finita do encoder incremental utilizado na medição do sinal de posição angular, os “offsets” e erros de ganho nos sensores de corrente e de tensão e o desbalanceamento e harmônicos na fonte de alimentação do motor. A principal preocupação é a capacidade que esses fenômenos têm de produzir componentes espectrais inesperadas no conjugado de carga estimado e confundir o processo de detecção de faltas.

Desbalanceamentos na Tensão de Alimentação

Desbalanceamentos na tensão da fonte de alimentação são fenômenos comuns em instalações elétricas industriais e devem, portanto, para o caso de motores alimentados diretamente da rede, ter o seu efeito no desempenho do observador de posição/velocidade analisado. Os desbalanceamentos podem ser descritos através de uma componente de sequência negativa na tensão e na corrente de estator. Essa componente de corrente de sequência negativa produz um campo magnético que gira com velocidade síncrona em sentido oposto ao campo magnético principal do motor. Esse campo magnético de estator de sequência negativa, ao interagir com a componente de sequência positiva da corrente de rotor dá origem a uma componente de conjugado eletromagnético de frequência igual a 120 Hz.

Como mostrado pela Equação (4.13) obtida a partir do modelo em tempo contínuo do observador e discutido na Subseção 4.2.3, o conjugado de carga estimado é insensível a perturbações no conjugado eletromagnético. Essa insensibilidade é perdida no processo de discretização. Essa perda de insensibilidade pode ser confirmada através do surgimento de um elemento d_{d32} na matriz D_d do modelo equivalente em tempo discreto, Equação (4.16). Portanto, perturbações de qualquer natureza no conjugado eletromagnético, embora cheguem bastante atenuadas ao estimador de conjugado de

carga, produzem componentes espectrais no conjugado de carga estimado que podem confundir o usuário da ferramenta no processo de detecção de falta. No caso de desbalanceamentos na tensão, componentes de 120 Hz produzidas no conjugado eletromagnético do motor resultarão em componentes de mesma frequência no conjugado de carga estimado.

Para fins ilustrativos, adicionou-se à tensão de alimentação do motor operando com carga nominal uma componente de sequência negativa de amplitude igual a 5% da fundamental. Os resultados de simulação correspondentes a essa situação são apresentados na Figura 4.10. Ela mostra o surgimento de componentes oscilatórias de 120 Hz no conjugado eletromagnético estimado (amplitude próxima de 20%) e no conjugado de carga estimado (amplitude próxima de 4%).

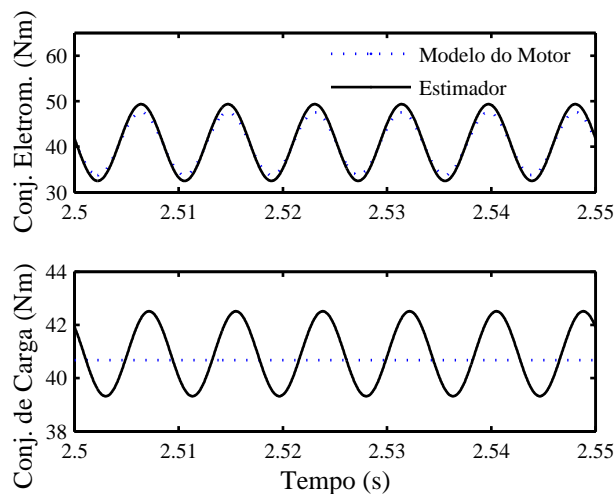


Figura 4.10: Resultados de Simulação: Influência de desbalanceamentos na tensão de alimentação nos conjugados de carga (abaixo) e eletromagnético (acima) estimados.

Harmônicos na Tensão de Alimentação

Harmônicos provenientes da rede de alimentação e/ou gerado na própria instalação local são comuns em aplicações industriais e comerciais de acionamentos com motores de indução, sendo o 5º, o 7º, o 11º e o 13º harmônicos os de amplitude mais significativa (Dubey 2009). A interação entre o campo magnético produzido pela fundamental e aqueles produzidos pelo 5º (seq. negativa) e 7º (seq. positiva) harmônicos dá origem a pulsações de conjugado eletromagnético de frequência igual a 6 vezes a fundamental (360 Hz), ao passo que os outros dois harmônicos (11º e 13º) dão origem a uma componente de frequência igual a 12 vezes a fundamental (720 Hz). De maneira

semelhante ao que ocorre no caso de desbalanceamentos de tensão, essas pulsações de conjugado também aparecem no conjugado de carga estimado.

Para ilustrar o efeito desses harmônicos da tensão de alimentação no conjugado eletromagnético e de carga estimado, introduziu-se uma componente de 5º harmônico de amplitude igual a 5% na tensão de alimentação no motor de 10 cv citado anteriormente. A simulação foi feita com o motor acionando uma carga de conjugado nominal. O resultado é mostrado na Figura 4.11. Como esperado, componentes de 360 Hz aparecem tanto no conjugado de carga estimado quanto no conjugado eletromagnético.

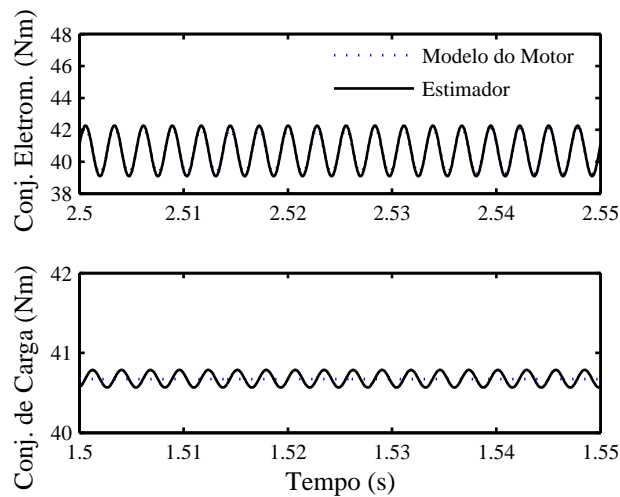


Figura 4.11: Resultados de Simulação: Efeito de uma componente de tensão de 5º harmônico de amplitude igual a 5% no conjugado de carga estimado

Além dos harmônicos provenientes da rede elétrica, harmônicos são, também, gerados por diversos tipos de conversores eletrônicos em acionamentos com motores de indução. Neste caso, a ordem dos harmônicos depende da topologia de conversor utilizado e das estratégias de chaveamento empregadas. Em acionamentos de pequeno e médio porte, inversores de frequência tendo IGBT's como chaves eletrônicas e moduladores PWM (“Pulse Width Modulation”) são a situação mais frequente. Esses inversores trabalham com frequências de chaveamento entre 4 e 25 kHz, sendo que os harmônicos gerados se situam nas vizinhanças dessas frequências. Por serem de frequência mais alta, os harmônicos produzidos por inversores de frequência geralmente não são tão críticos quanto aqueles produzidos pela rede de alimentação. Entretanto, moduladores mal ajustados e/ou com frequência de portadora muito baixa podem produzir harmônicos de baixa frequência e até mesmo sub-harmônicos que podem prejudicar a tarefa de detecção de falhas usando a ferramenta L.T.S.A..

Outro problema na alimentação por conversores decorre do uso de filtros “anti-aliasing” no sistema de medição de correntes e tensões desajustados. Eles podem gerar componentes que se “falseam” em baixas frequências e trazem, também, problemas para o processo de detecção de falta. Resultados de simulação correspondentes a essa última situação são apresentados na Figura 4.12 para o acionamento de 10 *cv* anteriormente descrito. Foi simulado o inversor de frequência controlado por um modulador PWM Natural (comparação entre modulante senoidal e portadora triangular) com frequência da portadora ajustada em 4.120 *Hz* ($= 69 \times 60 \text{ Hz}$). A figura mostra que componentes harmônicas de amplitudes próximas de 1,5 % do valor nominal são falseadas na faixa de frequências em torno de 40 *Hz* (e seus múltiplos) no conjugado de carga estimado.

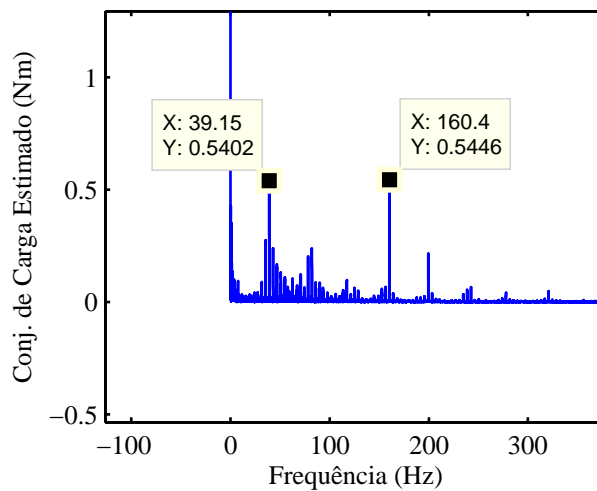


Figura 4.12: Resultados de Simulação: Harmônicos produzidos por inversores de frequência no conjugado de carga estimado.

“Offset” e Erros de Ganho nos Sensores de Tensão e de Corrente

Acionamentos comerciais de pequeno e médio porte com inversores de frequência geralmente usam sensores de efeito Hall para medição das correntes elétricas e tensões de estator do motor de indução. Embora possuam excelentes características dinâmicas, esses sensores podem apresentar desvios de “offset” e de ganho. Os desvios de “offset” nos sensores de corrente são provocados por picos de corrente que ocorrem em situações transitórias do acionamento. Já os desvios de ganho, se devem a tolerância e variações com a temperatura dos resistores utilizados no processo de conversão corrente-tensão dos circuitos de condicionamento de sinais para medição.

“Offsets” na medição de tensões e correntes, se não forem eliminados, provocam o surgimento de componentes de 60 Hz no conjugado eletromagnético e de carga estimados. Uma ilustração desse efeito é mostrada na Figura 4.13 que corresponde à simulação do mesmo motor de 10 cv citado anteriormente acionando uma carga de valor nominal. Observe que o “offset” de 0,5% introduzido na tensão v_{ab} levou ao surgimento de uma componente de amplitude 0,5 Nm (1,25%) no conjugado eletromagnético estimado e de 0,05 Nm (0,125%) no conjugado de carga estimado.

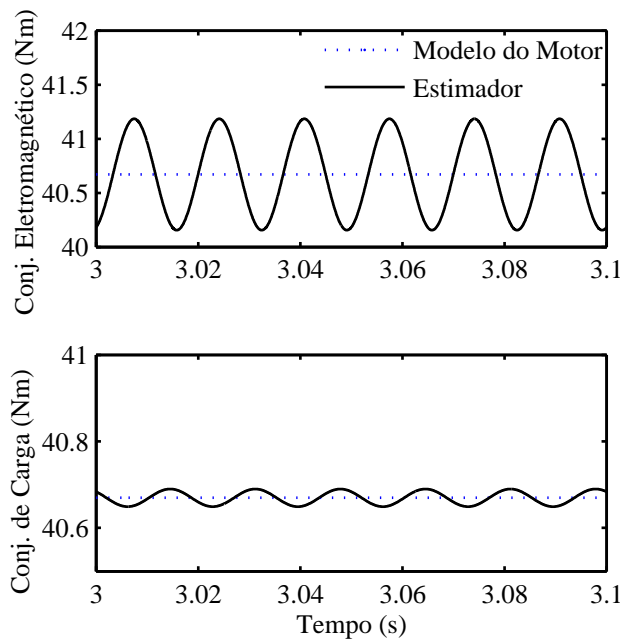


Figura 4.13: Resultados de simulação: Oscilações produzidas no conjugado por “offset” de 0,5% na tensão v_{ab} .

Erros de ganho nos sensores de tensão têm efeitos semelhantes àqueles produzidos por desbalanceamentos de tensão tratados anteriormente. Ambos produzem componentes de 120 Hz nos conjugados eletromagnético e de carga estimados. A diferença entre os dois casos é o fato de que desbalanceamentos produzem pulsações no conjugado eletromagnético real da máquina. Essa identidade de efeitos tem de ser distinguida tendo em vista que, pulsações de conjugado provenientes de desbalanceamentos devem ser indicadas por serem danosas ao acionamento. Caso se deseje minimizar/eliminar essas oscilações no conjugado, pode-se empregar algoritmos de equalização de ganhos dos sensores como, por exemplo, aquele desenvolvido em (Harke e Lorenz 2007).

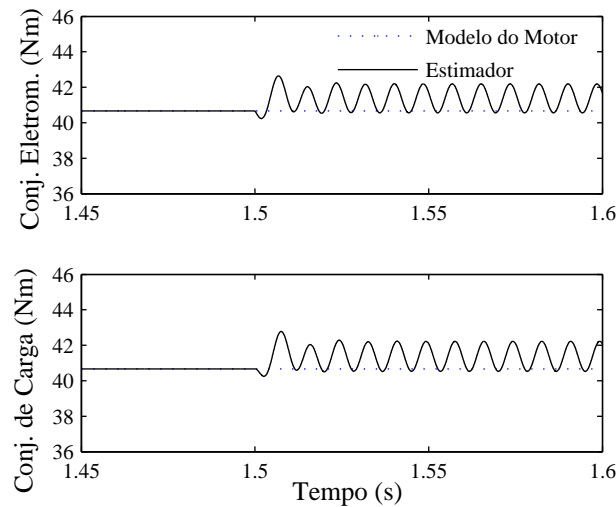


Figura 4.14: Resultados de Simulação: Oscilações produzidas no conjugado por um desvio de 0,5% no ganho do sensor da tensão v_{ab} .

Resolução Finita do Encoder Incremental

O sensor de posição angular mais utilizado nos acionamentos com motor de indução é o encoder incremental. Em conjunto com contadores digitais, esses sensores trabalham como uma espécie de conversor A/D já que convertem um sinal contínuo de posição angular em um número digital. A exatidão apresentada por esse sensor é adequada à aplicação em sistemas de controle de velocidade de acionamentos. Como a ideia apresentada neste trabalho é a de aproveitar a estrutura de controle e monitoração já existente nos acionamentos, esse é o dispositivo a ser utilizado para fins de estimação do conjugado de carga.

O principal problema trazido por esse tipo de sensor em aplicações de detecção de faltas é a resolução finita. A maioria dos encoders hoje utilizados apresenta resolução de 10 bits (2^{10} pulsos/rot). Dada a necessidade de se trabalhar com faixas de passagem amplas em algumas aplicações de detecção de faltas, ganhos elevados são utilizados no controlador PID do estimador de conjugado de carga. Como esse controlador amplifica o erro de posição, erros de quantização são amplificados e se transformam em ruídos indesejáveis no conjugado de carga.

A Figura 4.15, obtida a partir de simulação do acionamento de 10 cv citado anteriormente, mostra esse tipo de erro no sinal de posição e o efeito que ele provoca no

conjugado de carga estimado. O sinal de posição foi obtido a partir da amostragem do sinal de um encoder de 10 bits a uma taxa de 25 kS/s. O espectro de frequências do conjugado de carga estimado correspondente a essa situação é mostrado na Figura 4.16.

Nota-se que embora haja o predomínio de componentes de frequência alta, algumas componentes de frequência mais baixa estão presentes. A presença dessas componentes pode ser explicada como se segue. Dado que o motor gira a uma velocidade próxima de 30 cps e que o encoder é utilizado no modo $\times 4$, são emitidos cerca de 120.000 pulsos/s. Como o contador é amostrado a uma taxa de 25 kS/s, pode-se mostrar que haverá um efeito de falseamento (“aliasing”) presente neste sinal que justifica a presença das componentes de baixa frequência na Figura 4.16. Uma solução para esse problema é a utilização de encoders de maior resolução e/ou o aumento da taxa de amostragem utilizada no algoritmo de estimação de conjugado. Embora sejam mais caros que os encoders mais populares, já estão disponíveis no mercado, encoders com resolução de até 20 bits (2^{20} pulsos/rot).

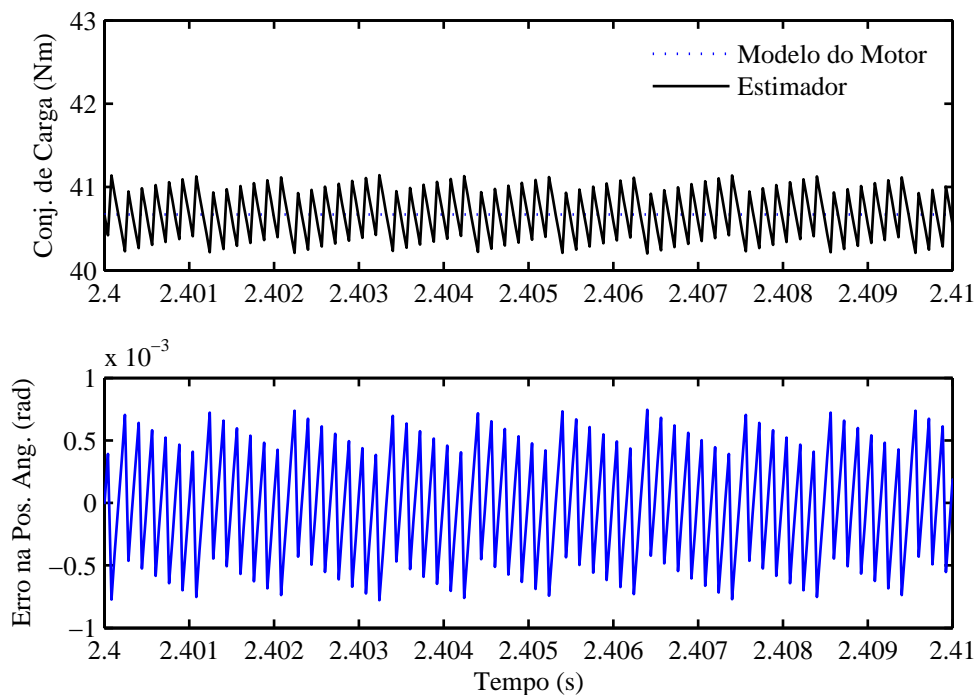


Figura 4.15: Resultados de Simulação: Ruídos no conjugado de carga provocados pelo erro de quantização do encoder.

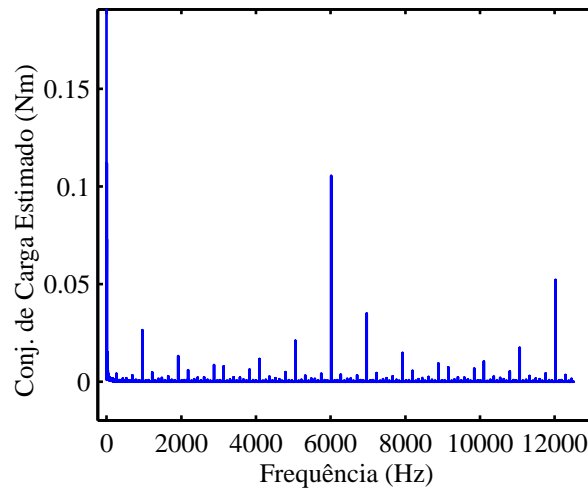


Figura 4.16: Resultados de Simulação: Espectro de frequência do sinal de conjugado de carga ilustrando o impacto de erros de quantização do encoder.

4.3 Análise Comparativa: LTSA versus MCSA

Feito o dimensionamento dos ganhos do estimador de conjugado de carga e o estudo dos diversos aspectos práticos que influenciam o seu desempenho, procedeu-se à simulação, implementação prática e à análise comparativa dos métodos de detecção de falhas na carga mecânica através da análise da assinatura do conjugado de carga (L.T.S.A.) e através da análise da assinatura da corrente (M.C.S.A.).

O objetivo inicial foi o de avaliar o desempenho da ferramenta L.T.S.A. sob diversos níveis médios de conjugado de carga (25%, 50% e 100% de T_{nom}) para oscilações de amplitudes iguais a 10% de T_{nom} e frequências na faixa de 0 a 45 Hz (ver Subseção 4.2.2). Resultados de simulação utilizando o modelo dinâmico do motor de indução foram coletados e utilizados para alimentar a ferramenta L.T.S.A.. Assim, foi possível traçar o diagrama de Bode do conjugado de carga estimado pela L.T.S.A. e comparar os resultados com aqueles obtidos através do método M.C.S.A.. Os resultados correspondentes a essa simulação são apresentados na Figura 4.17 onde as variáveis representadas em valores por unidade foram calculados a uma taxa de amostragem de 25 kS/s.

Como previsto pelo modelo, os resultados de simulação mostram que as componentes de conjugado de carga estimadas pela ferramenta L.T.S.A. se mantêm praticamente constantes ao longo de toda a faixa de frequências independentemente do nível médio de conjugado de carga. Já o sinal de corrente elétrica de estator obtido pelo método

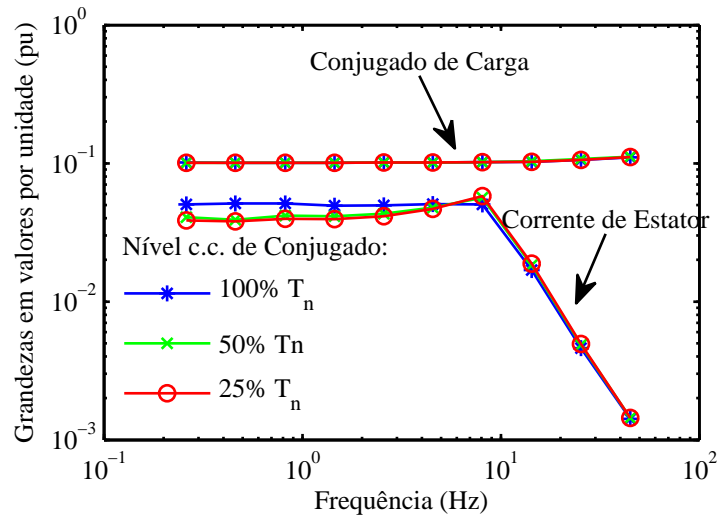


Figura 4.17: Resultados de Simulação: Comparação LTSA *versus* MCSA.

M.C.S.A., como discutido no Capítulo 3, apresenta uma variação do ganho com o nível médio de conjugado e com a frequência. Para o caso ilustrado, esse sinal de corrente apresenta uma frequência de corte em torno de 10 Hz. Ou seja, faltas que geram componentes indicativas de corrente acima dessa frequência são atenuadas pelo motor e são mais difíceis de serem detectadas. Por outro lado, dado que o estimador de conjugado utilizado no método L.T.S.A. pode ter a sua faixa passante convenientemente estendida, é possível detectar mais facilmente faltas cuja componente espectral indicativa se localize na faixa de frequências mais altas que aquelas detectáveis pelo método M.C.S.A.. Além disso, observa-se na figura que, dentro da faixa de passagem da M.C.S.A. e para um mesma excitação de conjugado de carga, o sinal gerado pela L.T.S.A. apresenta maior amplitude de resposta (0,1 p.u. versus 0,05 p.u.). Esta é uma característica importante em aplicações de detecção de faltas em cargas mecânicas, pois permite uma detecção mais precoce.

A mesma montagem baseada em um motor de indução de 10 cv e um dinamômetro alimentado por um conversor CA/CC/CA regenerativo descrita no Capítulo 3 foi utilizada para obter resultados experimentais que possibilitassem a análise da ferramenta L.T.S.A. e sua comparação com o método de referência M.C.S.A.. Através de controle do conversor eletrônico do dinamômetro foram emulados conjugados de carga senoidais de amplitudes e frequências iguais aos utilizados na simulação. Utilizando-se um sistema de aquisição de dados baseado na interface NI-DAQMX e o software Labview 8.6, ambos desenvolvidos pela National Instruments ^{MR} foi possível coletar os dados para

posterior processamento. Assim como na simulação, a taxa de amostragem utilizada foi também igual a 25 kS/s.

Os resultados experimentais correspondentes a esse ensaio são apresentados nas Figuras 4.18 e 4.19. A Figura 4.18 destaca as componentes laterais do espectro de frequência do sinal de corrente da fase A (frequências iguais a 57,5 Hz e 62,5 Hz) e a componente correspondente de conjugado de carga estimado (frequência igual a 2,5 Hz) geradas para o motor operando com um nível médio de conjugado igual a 100%. Ambos os sinais são produzidos em resposta a uma excitação senoidal de conjugado de frequência igual a 2,5 Hz. A média das amplitudes das componentes laterais da corrente de estator e a amplitude da componente de conjugado de carga estimado mostrados no gráfico foram utilizadas para traçar o diagrama de Bode da Figura 4.19. Variou-se a frequência do sinal de conjugado de excitação entre 0 e 45 Hz, mantendo-se constante sua amplitude e o nível médio de conjugado. Em seguida, o experimento foi repetido para níveis médios de conjugado iguais a 50% e 25%.

Observa-se, no diagrama de Bode, uma semelhança das curvas obtidas experimentalmente com aquelas obtidas por simulação. Embora o sinal de conjugado não seja tão plano quanto ao da simulação, as amplitudes dos sinais gerados pela ferramenta L.T.S.A. em baixas frequências continuam sendo duas vezes maiores que aquelas obtida a partir da M.C.S.A. (0,06 p.u. versus 0,029 p.u.). A diferença entre os resultados de simulação e experimentais pode ser explicada pelo fato de que os resultados de simulação não consideram a elasticidade do acoplamento entre o motor e o dinamômetro. Essa elasticidade é responsável pela atenuação em toda a faixa de frequências dos sinais de conjugado de carga que são transmitidos ao eixo do motor.

4.4 Conclusões

Foi apresentado neste capítulo uma ferramenta alternativa de auxílio à detecção de falhas em cargas mecânicas rotativas acionadas por motores de indução. O princípio de funcionamento, o projeto, os aspectos práticos de implementação e o desempenho foram apresentados e analisados.

Dada a simplicidade de implementação (requer apenas um sensor de corrente), o baixo custo e a qualidade dos resultados obtidos, o método de detecção através da análise da assinatura da corrente - M.C.S.A. é, inquestionavelmente uma das principais ferramentas de auxílio à detecção de falhas em cargas mecânicas. Entretanto, como ficou evidenciado no capítulo anterior e na parte final deste capítulo, dado que o

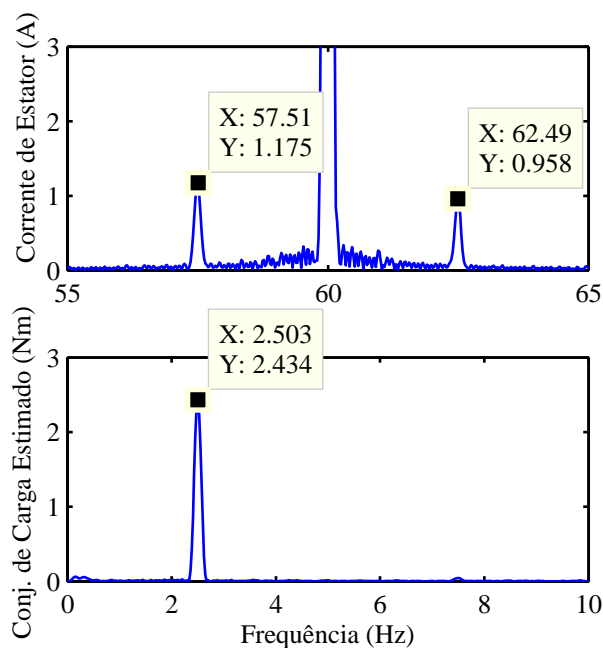


Figura 4.18: Resultados Experimentais: Espectro de Frequências dos sinais de corrente de estator (fase A) e de conjugado de carga estimado.

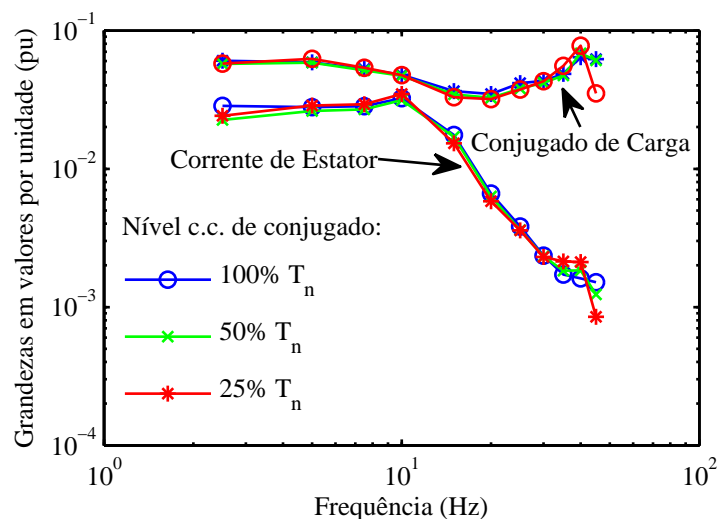


Figura 4.19: Resultados Experimentais: Comparação LTSA *versus* MCSA.

motor de indução se comporta como um transdutor de faixa passante estreita, o sinal de corrente de estator utilizado na técnica M.C.S.A. sofre grande atenuação acima dessa faixa. Além disso, como a sensibilidade desse sinal depende do nível de carga e de outras condições de operação da máquina, seu uso para fins de detecção requer certo cuidado quando da comparação de dados históricos.

Já a análise da assinatura do conjugado de carga - L.T.S.A., aqui proposta, embora exija cuidados adicionais em sua implementação em comparação à técnica M.C.S.A., é uma alternativa bastante interessante para diversas aplicações. Entre elas, pode-se citar aquelas em que as componentes indicativas de falta se situam na região de frequências mais altas que a faixa passante do motor e aquelas em que o acionamento opera em diferentes níveis de carga ao longo do tempo. O fato de usar um sensor de posição angular, embora possa ser um empecilho para algumas aplicações, acrescenta ao sistema uma entrada de excitação mecânica não disponível em sistemas baseados na ferramenta M.C.S.A..

No próximo capítulo estas vantagens são evidenciadas através da aplicação da ferramenta a um estudo de caso de detecção de cavitação em um sistema de movimentação de fluidos baseado em uma motobomba centrífuga.

Capítulo 5

Estudo de Caso: Detecção Incipiente do Fenômeno de Cavitação em uma Motobomba Centrífuga

Foi proposta no capítulo anterior uma ferramenta denominada L.T.S.A. para auxílio à detecção de faltas em cargas mecânicas rotativas baseada no espectro de frequência do sinal de conjugado de carga estimado. A partir de simulações e testes em uma bancada dinamométrica, avaliou-se o desempenho da L.T.S.A. frente a diversas situações possíveis de serem encontradas em acionamentos reais. Uma comparação com a ferramenta tradicional baseada na corrente de estator – M.C.S.A. – mostrou o potencial que a L.T.S.A. tem de ser empregada em aplicações de detecção de faltas em cargas mecânicas onde se requer uma maior imunidade a variações de parâmetros da máquina elétrica e uma maior faixa de passagem.

Visando elucidar essas características da ferramenta L.T.S.A., o objetivo deste capítulo é apresentar um estudo de caso voltado para a detecção incipiente do fenômeno de cavitação em bombas centrífugas. Trata-se de um tipo de falta que produz excitações de conjugado em diversas frequências e traz, portanto, a possibilidade de se avaliar a função transdutora do motor de indução em uma aplicação prática. Além do conjugado de carga estimado, é possível avaliar outras variáveis de indicação como as correntes de estator, o conjugado eletromagnético e a velocidade angular.

O capítulo é dividido em três seções. A Seção 5.1 descreve o fenômeno de cavitação, suas causas e consequências. As principais técnicas de detecção incipiente do fenômeno

publicadas recentemente são revisadas na Seção 5.2. A Seção 5.3 descreve o sistema de bombeamento desenvolvido com a colaboração deste autor no CPH/UFMG – Centro de Pesquisas Hidráulicas e Recursos Hídricos da UFMG para uso neste trabalho. A Seção 5.4 apresenta os resultados experimentais referentes à aplicação da ferramenta L.T.S.A. e de outras ferramentas convencionas na detecção do fenômeno de cavitação em uma motobomba centrífuga. As conclusões deste capítulo são apresentadas na Seção 5.5.

5.1 Descrição do Fenômeno de Cavitação em Bombas Centrífugas

A cavitação é um dos principais fenômenos indesejáveis que podem ocorrer na operação de uma bomba. Ela pode ser entendida como um processo dinâmico de formação, crescimento e colapso de bolhas quando o líquido flui através da bomba (Sahdev 2005a), (Sahdev 2005b) e (Mattos e Falco 1998). De acordo com uma das teorias mais aceitas, ela tem início quando a pressão absoluta em algum ponto do sistema de bombeamento, geralmente a entrada de sucção da bomba, atinge um valor menor que a pressão de vapor do líquido bombeado na temperatura de trabalho. Assim, parte deste líquido se transforma em vapor e tem início o processo de formação e crescimento de bolhas. Ao se mover pelo sistema, essas bolhas alcançam uma região no interior da bomba onde a pressão é novamente superior à pressão de vapor do líquido. Com a pressão externa à bolha, maior que a interna, essas bolhas entram em colapso e retornam ao estado líquido. Como o colapso das bolhas se dá por implosão (ao invés de explosão), ocorre a formação de micro-jatos de altíssima velocidade (até cerca de 1000 m/s). Se a implosão ocorrer próximo à superfície metálica, esses micro-jatos incidem diretamente sobre ela e provocam erosão (“cavitation pitting”). Caso a implosão ocorra em algum ponto afastado da superfície, o impacto é transmitido até ela através de ondas de choque.

A cavitação provoca os seguintes efeitos indesejáveis (Cudina 2003), (Sahdev 2005a), (Mattos e Falco 1998):

- Formação de sulcos e erosão das lâminas do impelidor, do difusor (carcaça) nos pontos onde as bolhas implodem;
- Vibrações e ruídos de amplo espectro de frequências de toda a estrutura da bomba excitada pelas altas pulsações de fluxo e pressão.

- Deformações Mecânicas: Em bombas de grande porte, se a cavitação permanecer por longos períodos, a distribuição desigual das bolhas durante a formação e colapso podem gerar impulsos radiais e axiais no impelidor ocasionando entortamento e deflexão do eixo, danos nos rolamentos e nas faces do selo.
- Deterioração do desempenho hidráulico da bomba;

Como explicado no parágrafo anterior, os micro-jatos originados pela cavitação “arrancam” material das superfícies metálicas e danificam a estrutura da bomba. A Figura 5.1 mostra uma foto do impelidor e do difusor de uma bomba danificados por esse efeito. Danos maiores que os apresentados na foto podem ser encontrados em situações de cavitação de maior intensidade. Há casos em que grandes buracos são abertos nas palhetas do difusor.

As vibrações e ruídos, além da poluição sonora (Cudina 2003), são responsáveis por uma série de outros defeitos como a danificação de rolamentos e da instalação hidráulica. Já os impulsos radiais assimétricos podem gerar deflexão e entortamento do eixo da bomba e do motor de acionamento, danos nos rolamentos e nas faces do selo mecânico de vedação. Vê-se, portanto, que uma grande parcela dos defeitos manifestados pelas diversas partes componentes de uma bomba têm origem no fenômeno de cavitação. Assim, a cavitação é um dos principais fenômenos a se monitorar quando se deseja preservar a “saúde” da bomba centrífuga e evitar o seu desgaste prematuro.

Além dos efeitos descritos acima, a cavitação provoca a deterioração do desempenho da bomba. Essa deterioração do desempenho se dá através de queda na vazão e na carga desenvolvida pela bomba. A queda na vazão se dá pelo fato de que as bolhas formadas na entrada de sucção da bomba diminui o espaço disponível para a circulação de líquido. Já a carga desenvolvida diminui devido à energia gasta para aumentar a velocidade do fluido e preencher as cavidades deixadas pelo colapso das bolhas. A Figura 5.2 ilustra esse efeito. Nela, a bomba inicialmente operando no ponto 1, ao entrar em cavitação, muda sua característica $H \times Q$ para a linha pontilhada e atinge o ponto 2. Este ponto, além de resultar em menor vazão e altura manométrica, leva o sistema a operar com menor rendimento que o ponto 1.

5.1.1 Condições para Ocorrência da Cavitação

Do ponto de vista quantitativo, a cavitação em uma bomba centrífuga ocorre quando a altura líquida positiva de sucção disponível na instalação, NPSHA (*Net Positive Suction Head Available*) é menor do que aquela requerida pela bomba NPSHR (*Net*

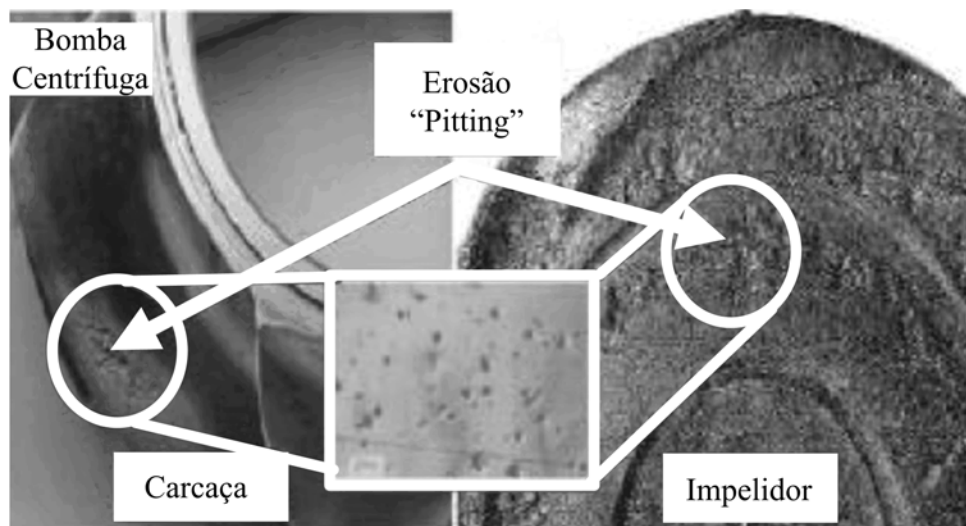


Figura 5.1: Erosão do impelidor e da carcaça de uma bomba centrífuga causada por operação em cavitação. Adaptada de (Sahdev 2005b).

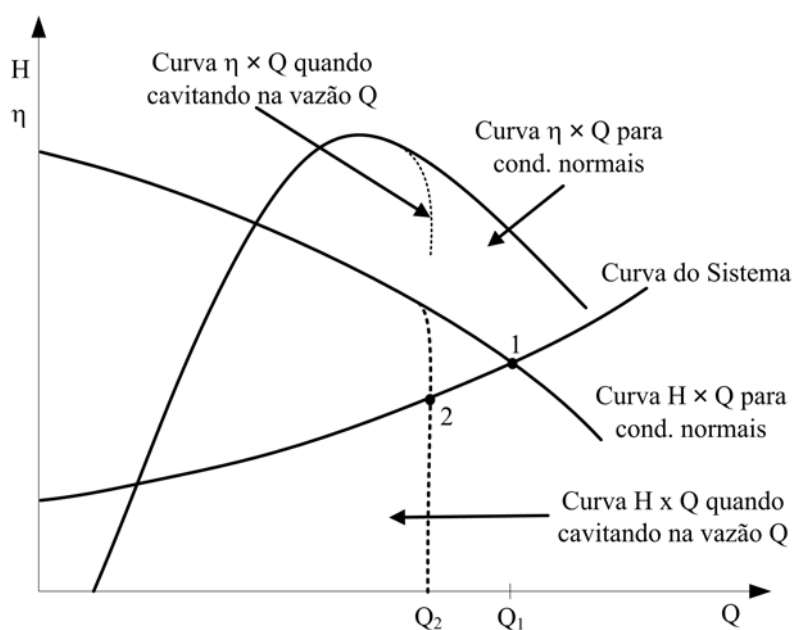


Figura 5.2: Deterioração do desempenho hidráulico de uma bomba em face do fenômeno de cavitação. Adaptada de (Mattos e Falco 1998).

Positive Suction Head Required). Esses dois parâmetros, amplamente utilizados na literatura de bombas (Mattos e Falco 1998), (Karassik et al. 2000) e (Torreira 1995), são definidos a seguir.

A NPSHA de uma instalação é definida como a energia absoluta por unidade de peso existente na entrada de sucção da bomba acima da pressão de vapor do líquido. Em outros termos, ela é uma medida das condições energéticas na entrada de sucção da bomba que indica se ocorrerá vaporização ou não do líquido no ponto de menor pressão no interior da bomba. Ela é uma função somente da instalação (e não da bomba) dada por:

$$NPSHA = \left(h_s + \frac{P_a}{\gamma} \right) - \frac{P_v}{\gamma} = h_s + \frac{P_a - P_v}{\gamma} \quad (5.1)$$

onde h_s é a altura manométrica de sucção, P_a é a pressão atmosférica, P_v é a pressão de vapor do líquido na temperatura de trabalho e γ é o peso específico do líquido bombeado.

A altura manométrica de sucção representa a energia manométrica por unidade de peso existente na entrada de sucção da bomba e é dada por:

$$h_s = \frac{P_s}{\gamma} + Z_s - h_{es} = \frac{P_{es}}{\gamma} + \frac{V_{es}^2}{2g} \quad (5.2)$$

Na expressão acima, P_s é a pressão manométrica no reservatório de sucção, Z_s é a altura estática (ou geométrica) de sucção, h_{es} é a perda de carga na linha de sucção, P_{es} é a pressão manométrica na entrada de sucção, V_{es} é a velocidade do fluido na entrada de sucção e g é a aceleração da gravidade. A expressão à direita da primeira igualdade é mais adequada para uso no projeto de instalações, ao passo que a expressão à direita da segunda igualdade se aplica a instalações onde se tem disponíveis sensores para medição da pressão manométrica e da velocidade na entrada de sucção.

A NPSHR é definida como a quantidade mínima de energia absoluta por unidade de peso acima da pressão de vapor do líquido que deve existir na entrada de sucção para evitar a cavitação. Ela é uma função somente da bomba e do tipo de líquido bombeado dada por:

$$NPSHR = h_{fi} + \frac{V_1^2}{2g} + \frac{\lambda V_{r1}^2}{2g} \quad (5.3)$$

onde h_{fi} é a perda de carga da entrada de sucção até o impelidor, V_1 é a velocidade absoluta nas proximidades do impelidor, V_{r1} é a velocidade relativa nessa última região e λ é um fator dependente do projeto da bomba.

Dada a expressão acima para a NPSHA, pode-se ver que os fatores que podem modificá-lo e causar a cavitação de uma bomba centrífuga são (Mattos e Falco 1998):

- A altura estática de sucção, Z_s ;
- A altitude do local da instalação (mudança na pressão atmosférica, P_a);
- A temperatura de bombeamento (mudança da pressão de vapor do líquido, P_v);
- O tipo de líquido bombeado (mudança da pressão de vapor do líquido, P_v);
- O tipo de entrada, o comprimento e diâmetros da instalação (mudança na perda de carga h_{fe} na entrada de sucção);
- A vazão (mudança na velocidade V_{es} do fluido na entrada de sucção);
- A pressão P_s no reservatório de sucção.

Portanto, para evitar a cavitação, a altura líquida positiva disponível na entrada de sucção (NPSHA) tem de ser maior que a requerida pelas condições de projeto da bomba (NPSHR). É procedimento comum o fabricante da bomba recomendar o uso de uma “margem de segurança” para a NPSHA de cerca de 0,6 m acima da NPSHR :

$$NPSHA = NPSHR + 0,6m \quad (5.4)$$

O Hydraulic Institute, que é um organismo normativo na área de hidráulica, e a ISO determinam na norma ISO 9906 o valor de NPSHR como aquele indicado quando ocorre uma queda de 3% na carga total $H(Q)$ desenvolvida pela bomba. Nesse valor, a cavitação se desenvolverá de forma plena.

5.1.2 Ensaio Padronizado para determinação da NPSHR

O Hydraulic Institute, que é um órgão normativo na área de hidráulica, recomenda que a NPSHR de uma bomba centrífuga seja determinada indiretamente através da NPSHA. Um dos testes padronizados, descrito em (Karassik et al. 2000), consiste em manter a velocidade e a vazão constantes e, fechando o registro de sucção, diminuir, gradativamente, a pressão de sucção da bomba. Essa redução da pressão de sucção gera

uma redução equivalente na NPSHA da instalação e uma redução na vazão. A queda na vazão recalçada deve ser compensada através da abertura da válvula da tubulação de descarga da instalação. Os dados resultantes desse ensaio, devem ser traçados em um gráfico da altura manométrica total H em função do coeficiente de cavitação $\sigma = NPSHA/H$. O ensaio tem prosseguimento até que a altura manométrica H abandone o comportamento constante e apresente uma mudança de tendência. Um gráfico típico deste tipo de ensaio, reproduzido a partir de (Karassik et al. 2000) é mostrado na Figura 5.3. A mudança de tendência do gráfico coincide com as condições em que a bomba entra em cavitação. Para assegurar que a cavitação esteja acontecendo plenamente, é recomendado que o teste seja interrompido somente após uma queda de 3% em H . Observe que o gráfico mostra as curvas resultantes para três valores diferentes de vazão.

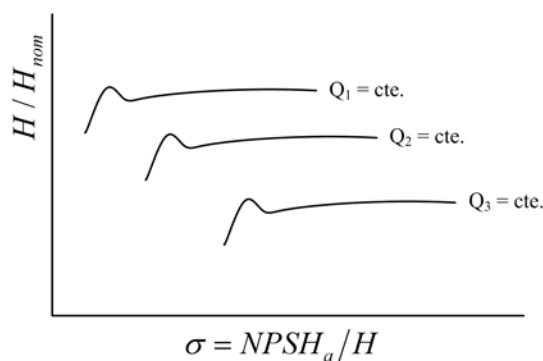


Figura 5.3: Aspecto típico das curvas $H \times \sigma$ em um teste de cavitação para três vazões diferentes.

5.2 Técnicas de Detecção Incipiente do Fenômeno de Cavitação

O fenômeno de cavitação é um dos tópicos mais importantes no estudo de bombas centrífugas (Mattos e Falco 1998) sendo que a sua detecção precoce tem sido um dos assuntos mais frequentemente abordados na literatura (Cudina 2003), (Alfayez et al. 2005), (Jensen e Dayton 2000), (Parrondo et al. 1998), (Wolfram et al. 2001), (Kallesoe et al. 2004), (Beebe 1998), (Durocher e Feldmeier 2004) e (Al-Hashmi et al. 2004). Além das variáveis diretamente relacionadas ao desempenho da bomba como a pressão e a vazão, têm sido utilizadas a vibração, a emissão acústica, o ruído sonoro, a corrente elétrica do motor de acionamento e a velocidade angular da bomba. De uma maneira geral, a maioria dos trabalhos procuram identificar nas variáveis monitoradas a presença de componentes espectrais especificamente relacionadas à cavitação

e correlacionar a variação da amplitude ou do valor RMS dessas componentes com a aproximação da condição de cavitação. A existência de uma relação linear entre as componentes medidas e o grau de incipiência da cavitação é uma condição extremamente desejável e perseguida pelos autores. Nessa linha, revisa-se, a seguir, alguns dos principais trabalhos.

A partir de sensores instalados em uma bomba de sete lâminas no rotor ($N_{lam} = 7$) girando a 2500 *rpm*, [Parrondo et al. \(1998\)](#) medem os sinais de pressão dinâmica na entrada e na saída e a vibração nas direções dos três eixos coordenados ortogonais (xyz). Os sinais são medidos sob diversas condições como fluxo variável, cavitação (ausente, pré-cavitação e cavitação plena) e obstrução do bocal de entrada. As componentes espectrais dos sinais medidos são analisadas. O autor conclui que com exceção da componente axial, a vibração é um sinal de baixa sensibilidade e pobre capacidade de isolamento das anomalias inseridas. Afirmção semelhante é feita em ([Cudina 2003](#)). Isso é atribuído à contaminação do sinal por outras fontes de vibração externas à bomba. O sinal de pressão na entrada e/ou saída da bomba é superior ao de vibração e, na opinião do autor, adequado para a implementação de sistemas de diagnóstico. A afirmação se baseia na componente relativa à frequência de passagem das lâminas ($f_{pas} = (2500rpm/60) \times N_{lam}$).

Resultado semelhante e mais completo é obtido por [Jensen e Dayton \(2000\)](#). Nesse trabalho, os autores induzem cavitação em um circuito fechado de bombeamento através da redução gradativa da pressão no reservatório de sucção. A amplitude da componente de passagem das lâminas no espectro do sinal de pressão dinâmica na entrada da bomba é então monitorada e comparada com a carga total H desenvolvida. É demonstrada de maneira inequívoca a forte correlação do sinal de pressão dinâmica com a cavitação. Outro resultado interessante dos testes feitos em laboratório por [Jensen e Dayton \(2000\)](#) é a não detectabilidade de ruído sonoro durante cavitação da bomba utilizada. Os autores atribuem a não ocorrência do fenômeno sonoro à não transmissibilidade acústica do sistema implementado e às dimensões da bomba. A utilização da $NPSH_a$ como medida indicativa da proximidade da região de cavitação é desencorajada pelos autores. Esses autores argumentam e mostram através de resultados que, ao contrário da pressão dinâmica, esse parâmetro é uma medida indireta da cavitação sujeita a erros.

Diferentemente de [Jensen e Dayton \(2000\)](#), [Cudina \(2003\)](#) defende a utilização do ruído sonoro audível como variável de detecção da cavitação. Resultados obtidos por esse último autor mostram que há uma correlação entre a componente $f_{pas}/2$ presente

no ruído sonoro e a $NPSH_a$ da bomba. Entretanto, como admitido pelo próprio autor, o uso deste sinal apresenta, entre outras dificuldades, a de se distinguí-lo do ruído sonoro presente no ambiente industrial.

A Emissão acústica é a variável utilizada por [Alfayez et al. \(2005\)](#) para detecção de cavitação. O autor mostra que há uma queda abrupta nos níveis de emissão acústica quando a operação da bomba se aproxima da região de cavitação. Dos três pontos escolhidos pelo autor para instalação dos sensores, a região mais próxima do bocal de sucção da bomba é a que apresenta níveis mais intensos de emissão. Isso confirma uma das principais fragilidades apresentadas por essa técnica e apontada em outros estudos: a dificuldade de utilização em bombas submersas e instalações de difícil acesso. O mesmo tipo de fragilidade é apresentada por, praticamente, todas as técnicas até aqui citadas.

Tendo como grande vantagem o fato de não requerer a instalação de sensores adicionais na carga, têm surgido algumas publicações defendendo a utilização da corrente elétrica do motor, da velocidade e outras variáveis relacionadas. Como exemplos representativos, pode-se citar as referências ([Durocher e Feldmeier 2004](#)), ([Al-Hashmi et al. 2004](#))

[Durocher e Feldmeier \(2004\)](#) mostram a presença de bandas laterais ao redor da componente fundamental da corrente do motor (em torno de $45Hz$ e de $75Hz$) quando da existência de cavitação. O autor também utiliza a potência instantânea do motor como variável indicativa do fenômeno de cavitação. A partir do cálculo do valor médio das componentes presentes no espectro de frequência para diferentes níveis de vazão e na presença de diferentes níveis de desalinhamento motor-carga, o autor mostra que tanto a corrente quanto a potência instantânea são diretamente influenciadas pela cavitação e servem como variáveis de detecção deste fenômeno. Porém, as medições indicadas pelo autor não são conclusivas a respeito da linearidade entre as variáveis de detecção e a intensidade da cavitação. O autor também não faz menção a outras faltas que possam gerar componentes espectrais na mesma faixa de frequência que a cavitação e confundir o diagnóstico.

Por fim, ([Al-Hashmi et al. 2004](#)) apresenta a velocidade angular medida através de um encoder incremental como variável de indicação da cavitação. Os experimentos se concentram na pressão interna da bomba. A partir de medições na planta, o autor traça os espectros de frequência da pressão e da velocidade para diferentes valores de vazão. Os gráficos do espectro do sinal de pressão mostram, de maneira semelhante ao que mostram os estudos de ([Parrondo et al. 1998](#)) e ([Jensen e Dayton 2000](#)) que

a componente associada à frequência de passagem das lâminas do impelidor são um indicador inequívoco da intensidade da cavitação. Quanto ao sinal de velocidade, o trabalho não consegue demonstrar a eficácia da componente de frequência de passagem das lâminas na detecção do fenômeno. Isso se deve ao fato de que o sinal de velocidade utilizado é obtido a partir de um encoder de apenas 360 *pulsos/rot* o que limita a faixa de passagem a no máximo 180 *Hz*. A despeito disso, o autor utiliza dados de até 50ª ordem da frequência de rotação, o que provavelmente distorceu os resultados. Outra limitação se refere à estimação da velocidade a partir dos pulsos do encoder. Ele utiliza um hardware de contagem pouco eficiente no registro de oscilações da velocidade.

5.3 Descrição da Instalação Hidráulica e do Sistema de Monitoração Utilizados nos Testes

Tendo sido esclarecidos os detalhes do fenômeno de cavitação, as suas manifestações e técnicas de detecção empregadas, procedeu-se à realização de uma bancada de testes no laboratório do CPH/UFMG. Realizada para atender, também, a outros tipos de testes que fogem ao escopo deste trabalho, a bancada foi inicialmente concebida para o bombeamento de água a uma altura manométrica nominal de 15 metros e uma vazão de 60 m³/h. Um esquema dessa bancada é mostrado na Figura 5.4. Ela é composta por dois reservatórios de sucção, um localizado abaixo da linha de sucção da bomba (subterrâneo) e outro acima dessa linha, dois reservatórios de descarga, uma motobomba centrífuga, tubulações, acessórios hidráulicos e instrumentação de medição e controle.

O dimensionamento da instalação para a vazão citada resultou em uma tubulação de PVC de 4 polegadas de diâmetro e uma motobomba centrífuga de 7,5 cv. O motor de indução da motobomba é um motor trifásico Weg^{MR}, 3500 rpm, 220 V, 18,9 A da linha alto rendimento plus equipado com encoder incremental de 10 bits. O painel de comando do motor foi montado com a possibilidade de alimentação através de um inversor de frequência Weg^{MR} ou diretamente através da rede elétrica. A bomba centrífuga é da marca Schneider^{MR}, modelo BC-21R 2 1/2. A bancada foi equipada com dois sensores piezoelétricos de pressão, sendo um instalado próximo a entrada de sucção da bomba e outro próximo à saída de descarga da bomba. Um sensor eletromagnético de vazão foi colocado na tubulação de descarga. A bancada foi, ainda, dotada de válvulas instaladas na tubulação de sucção e de descarga da bomba que permitiram ajustar as perdas de carga, mudar o ponto de operação e ajustar a NPSHA do sistema. Em ensaios com bombeamento a partir do reservatório

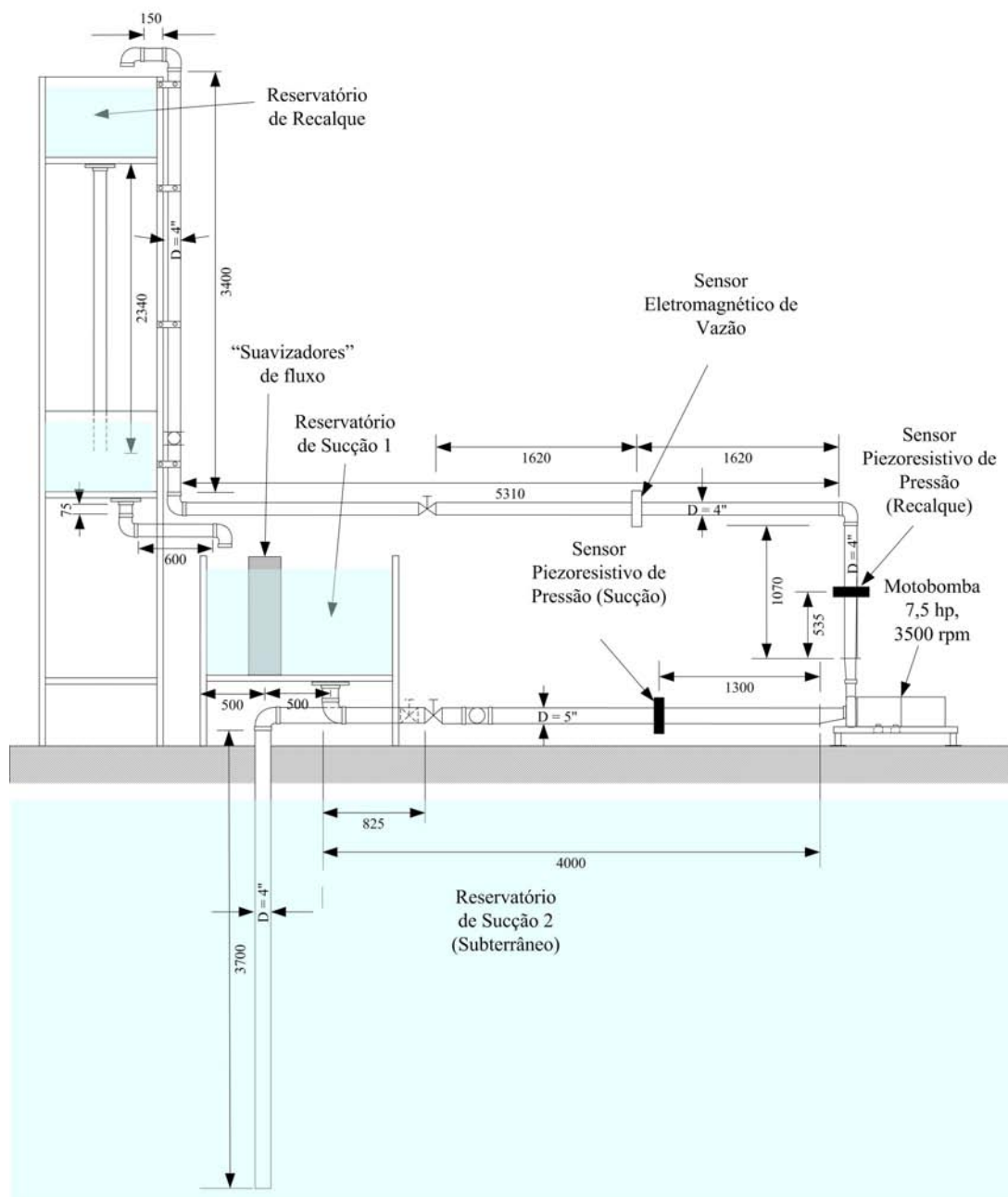


Figura 5.4: Esquema do sistema de bombeamento utilizado nos testes de cavitação.

subterrâneo, o ajuste da NPSHA pode, também, ser feito através do ajuste do nível desse reservatório.

O condicionamento dos sinais de corrente, tensão e posição angular foram feitos através do mesmo hardware descrito no Capítulo 3 e no Apêndice A. Para aquisição e monitoramento das variáveis, desenvolveu-se uma versão do instrumento virtual utilizado nos capítulos 3 e 4 voltada para a monitoração das condições operativas da bomba. A título de ilustração é apresentada na Figura 5.5 um instantâneo da tela principal do instrumento virtual durante a sua operação. Como pode ser visto na figura, o sistema é composto por um conjunto de abas que permite ao usuário alternar entre os sinais de detecção disponíveis. São apresentados os sinais no domínio do tempo e da frequência e dada ao usuário a opção de escolher as configurações de interesse tais como a frequência de amostragem, a janela de tempo a ser exibida e armazenada, o instante de início da coleta de dados e outras opções. São destacadas na figura as abas disponíveis e exibidos os espectros de frequência dos sinais de conjugado de carga e velocidade estimados a partir da ferramenta L.T.S.A.. O trecho de frequência exibido na tela corresponde à vizinhança da frequência de passagem das lâminas abordada na Seção 5.2.

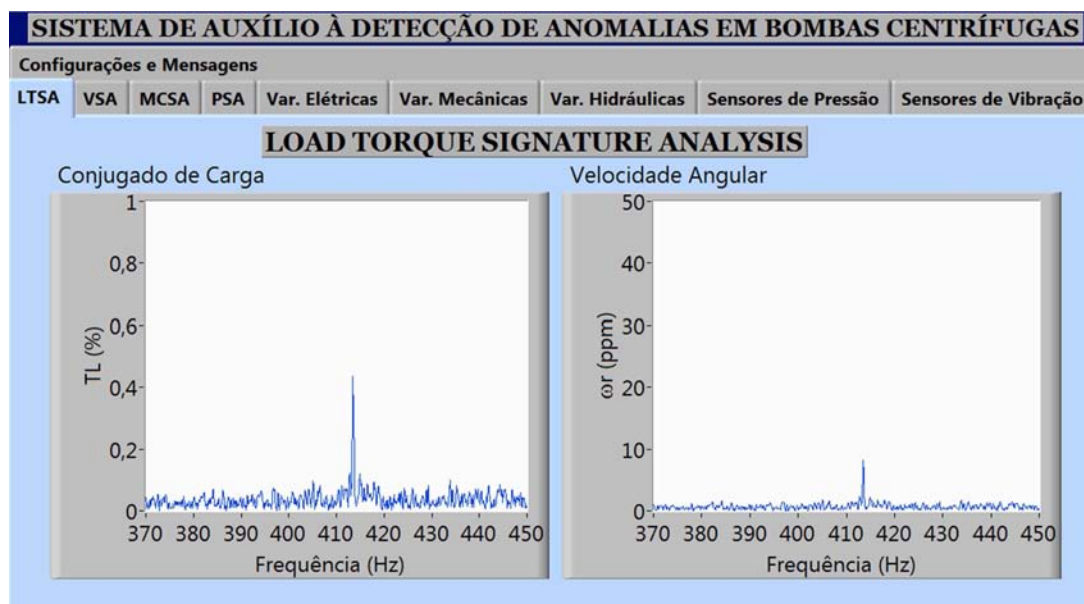


Figura 5.5: Tela principal do Instrumento Virtual construído para monitoração do sistema de bombeamento utilizado para realizar os ensaios de cavitação.

5.4 Resultados Experimentais

Utilizando-se a bancada descrita na seção anterior, procedeu-se a realização de ensaio onde a bomba centrífuga foi levada à condição de cavitação. O procedimento seguido na realização dos ensaios é descrito na próxima subseção e os resultados referentes ao uso da ferramenta L.T.S.A. são apresentados e comparados com outros métodos de detecção.

5.4.1 Descrição do Ensaio de Cavitação Realizado

Embora o objetivo inicial fosse realizar o teste descrito na Subseção 5.1.2, dadas algumas limitações da instrumentação de controle da bancada, optou-se por um procedimento mais simples, porém eficaz no atingimento dos objetivos propostos neste trabalho. Foram utilizados para a realização dos ensaios apenas os reservatórios não-subterrâneos da bancada descrita na Seção 5.3.

O teste consistiu em regular, através da válvula na tubulação de descarga, a vazão da bomba centrífuga em seu valor nominal, $60 \text{ m}^3/\text{h}$. A partir dessa vazão, o registro na tubulação de sucção da bomba, totalmente aberto no início, foi sendo fechado gradualmente até que a condição de cavitação plena fosse alcançada. Essa condição foi confirmada através do instrumento virtual descrito na Subseção 5.3 e ocorreu para uma vazão de $30 \text{ m}^3/\text{h}$. A partir de então, a válvula passou a ser aberta e a vazão liberada, gradativamente até a condição nominal. A cada aumento de $3 \text{ m}^3/\text{h}$ na vazão, onze vetores contendo 200.000 pontos de cada variável eram coletados a uma taxa de 20 KS/s. Os resultados obtidos são analisados nas próximas subseções.

5.4.2 Cavitação Plena

Antes de se proceder à variação da NPSHA através da válvula de sucção, foram coletados diretamente da tela do sistema os resultados no domínio do tempo e da frequência referentes à condição normal e de cavitação plena. Estes, são apresentados nas Figuras 5.6 – 5.11. A Figura 5.6, parte superior, mostra as curvas referentes aos sinais de carga H desenvolvida pela bomba, altura manométrica de sucção, H_s , altura manométrica de recalque, H_r e a vazão da bomba sob condição normal de operação. Na parte inferior da figura, estão representados os mesmos sinais, porém, sob condição de cavitação. As condições normal e de cavitação podem ser cheçadas através da expressão (5.1) e da NPSHR informada no catálogo do fabricante da motobomba. Usando esta expressão e os valores médios indicados na parte superior da figura, o valor da NPSHA é dada por:

$$NPSHA = H_s + \frac{P_a}{\gamma} - \frac{P_v}{\gamma} = -2m + 9,04m - 0,43m = 6,61m$$

onde foi considerada uma temperatura aproximada de 30° C para a água e uma altitude de 800 m. Essa altitude corresponde à altitude média da cidade de Belo Horizonte. Já a temperatura da água corresponde às condições locais do laboratório (coberto por telhado metálico) em um dia típico de verão.

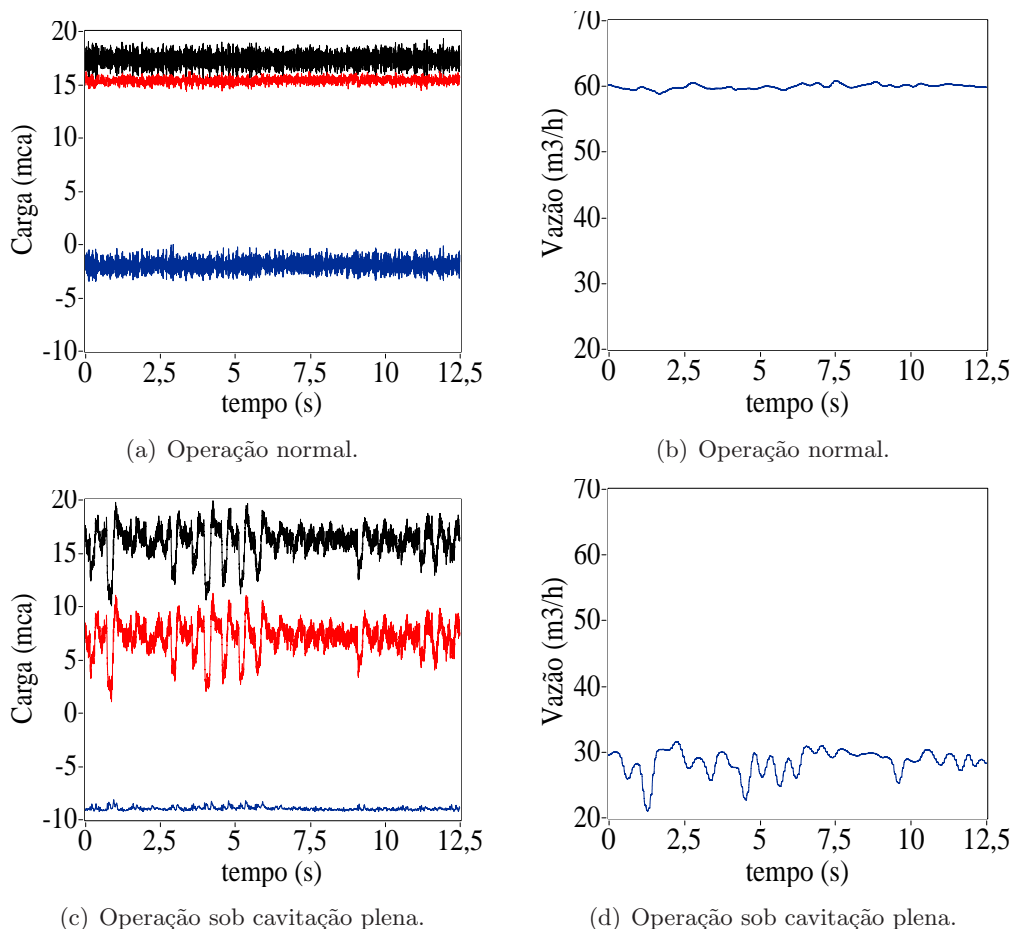


Figura 5.6: Sinais de carga e vazão no tempo para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).

Comparando-se esse valor com a NPSHR fornecida pelo fabricante que é de aproximadamente 2 m, conclui-se que a bomba se encontra em condições normais de operação. Já na parte inferior da figura, o cálculo de NPSHA resulta em:

$$NPSHA = H_s + \frac{P_a}{\gamma} - \frac{P_v}{\gamma} = -8,5m + 9,04m - 0,43m = 0,11m$$

Como esse valor é menor que a NPSHR informada pelo fabricante, pode-se concluir que a bomba opera sob cavitação. Essa condição é confirmada na parte inferior direita da figura pelo gráfico de vazão que mostra uma queda de 50% em relação à condição normal.

Comparando-se, ainda, os dois gráficos da Figura 5.6, observa-se que os sinais de carga da bomba, de altura manométrica de recalque e de vazão passam, na condição de cavitação, a apresentar oscilações de baixa frequência superpostas ao valor médio dos respectivos sinais na condição normal. Nota-se também, uma redução no ruído de alta frequência de todos os sinais. Porém, essa redução é mais evidente no sinal de altura manométrica de sucção H_s .

Os espectros de frequência dos sinais dos sensores de pressão de sucção e de recalque são apresentados na Figura 5.7, após ampliação da escala em torno da componente de frequência de passagem das lâminas (frequência igual a $7 \times \omega_r \approx 420$ Hz). Como se pode observar nas figuras da esquerda, a amplitude da componente de frequência de passagem das lâminas no sinal de pressão de sucção variou em torno de 7 ppm com a condição de operação da bomba. Pode-se perceber que houve, também, a redução do ruído espectral em torno dessa frequência. Já o sinal de pressão de recalque, teve sua amplitude duplicada, de 28 ppm para 68 ppm na condição de cavitação.

A Figura 5.8 mostra os gráficos temporais de conjugado de carga estimado (esquerda) e de velocidade estimada (direita) correspondentes ao mesmo instante de coleta de dados dos sinais hidráulicos enquanto que a Figura 5.9 mostra o espectro destes sinais ampliados em torno da frequência de passagem das lâminas. Uma comparação com o sinal de pressão de recalque analisados no parágrafo anterior, permite estabelecer um paralelo entre o comportamento deste sinal e os sinais de conjugado de carga e velocidade estimados. No domínio do tempo, embora o ruído de grande amplitude existente prejudique a visualização, percebe-se uma modulação nestes dois últimos sinais quando a bomba entra em cavitação. Já o espectro em frequência destes sinais, permite ver, claramente, o surgimento da componente de frequência de passagem das lâminas. A amplitude dessa componente no sinal de conjugado é igual a 0,4% e no sinal de velocidade angular estimada é de 7,5 ppm. De maneira semelhante ao sinal de pressão de recalque, a redução do ruído espectral em torno dessa componente é também observada. Dado a amplitude relativa do ruído espectral presente e, possivelmente, a fraca excitação desse sinal, não foi possível notar a presença da componente de frequência de passagem das lâminas nos sinais de conjugado de carga e velocidade estimados para a condição normal de operação da bomba.

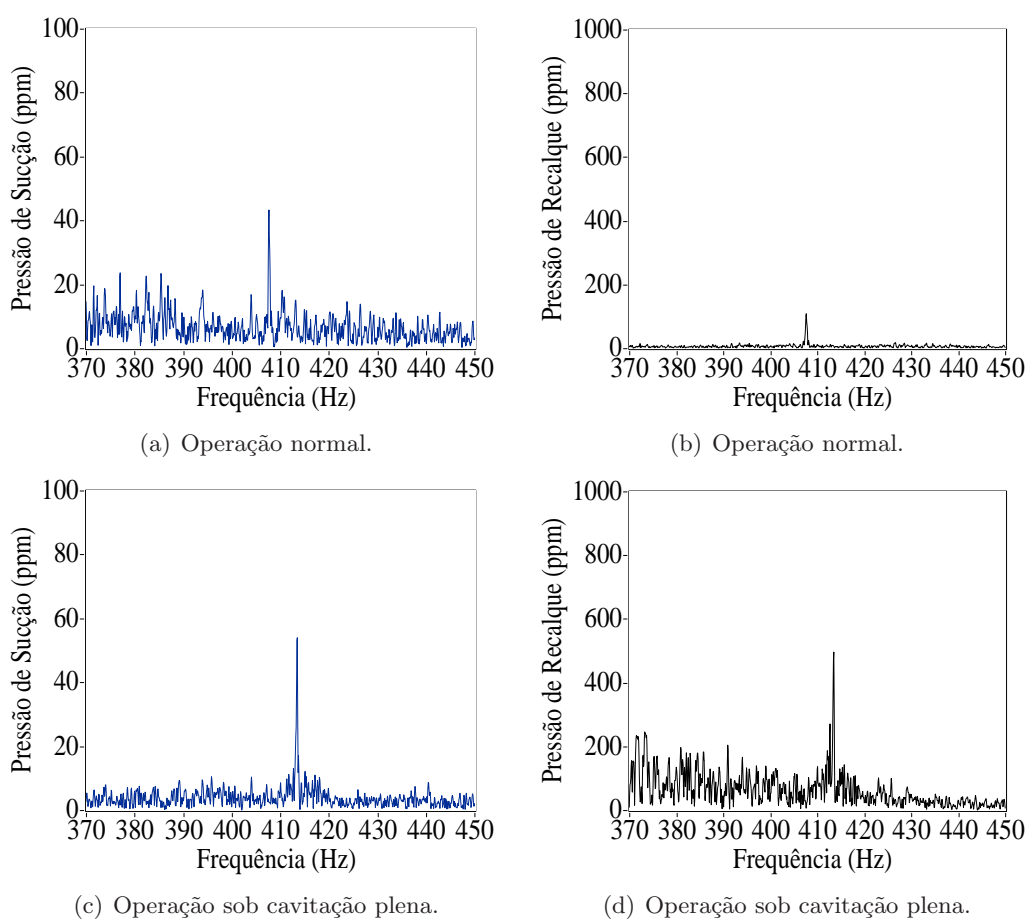


Figura 5.7: Espectro de frequências dos sinais de pressão de sucção e pressão de recalque para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).

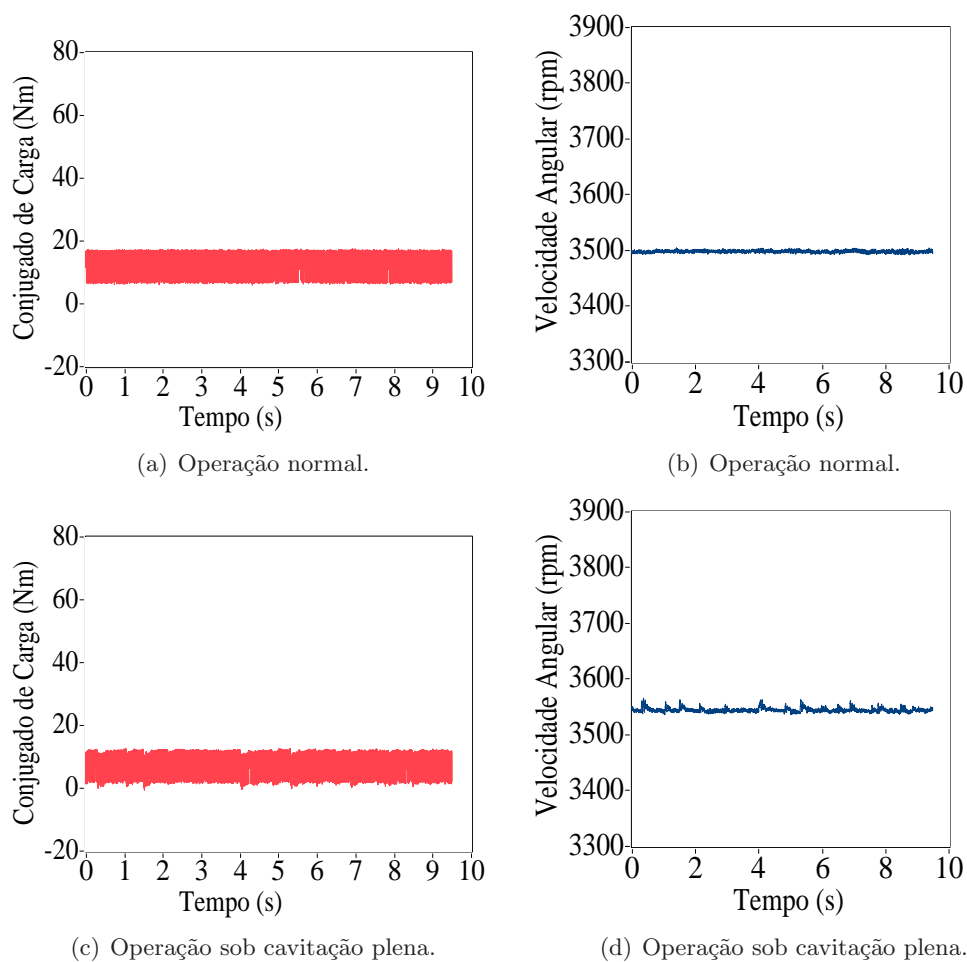


Figura 5.8: Sinais estimados de conjugado de carga e de velocidade angular no tempo para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).

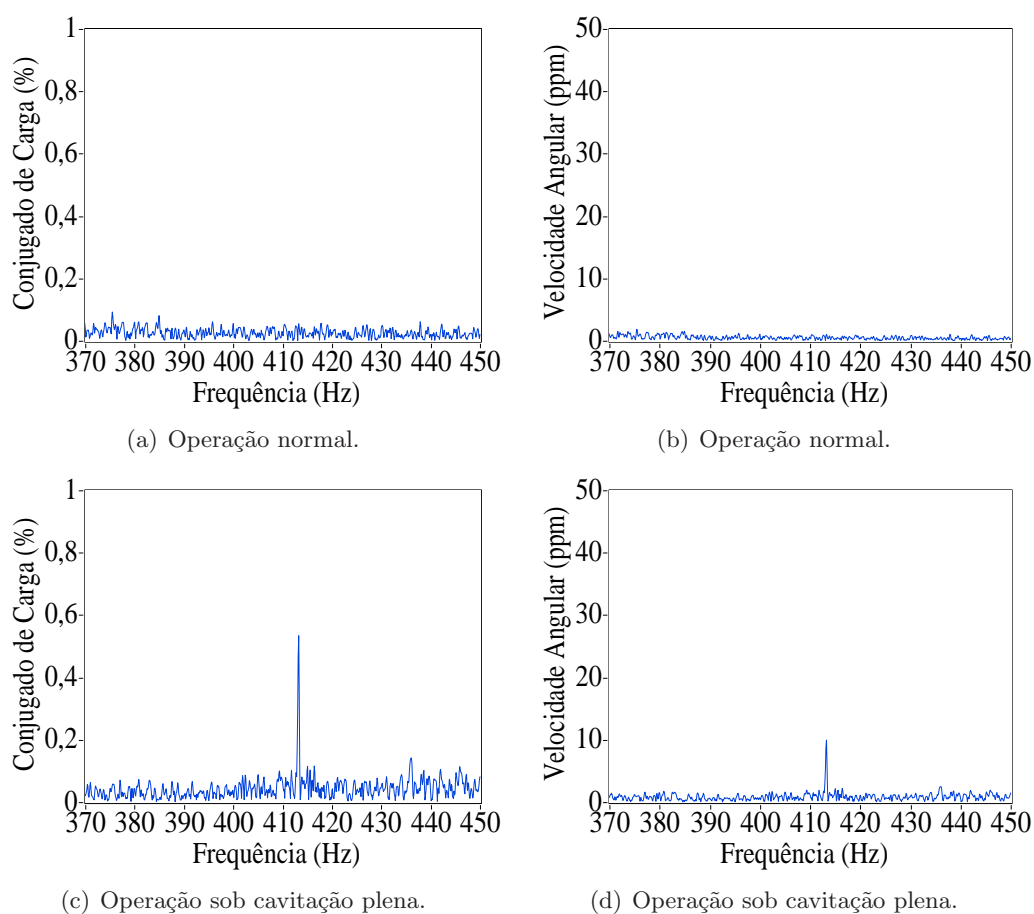


Figura 5.9: Espectro de frequências dos sinais estimados de conjugado de carga e velocidade angular para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).

A Figura 5.10 apresenta o espectro de frequência dos sinais de vibração medidos na direção radial e tangencial à circunferência da carcaça da bomba. Estes sinais foram obtidos a partir de dois acelerômetros piezoelétricos instalados cuidadosamente nas proximidades da entrada de sucção da bomba. É possível perceber na componente tangencial, um comportamento análogo ao do sinal de conjugado de carga e de velocidade. A componente de frequência de passagem, imperceptível na condição normal de operação, aparece com amplitude igual a 3,8% da faixa dinâmica do sensor na situação de cavitação. Já o sinal de vibração na direção radial exhibe apenas um aumento do nível de ruído na vizinhança da frequência de passagem das lâminas. Esse mesmo aumento de ruído é também presente na outra componente de vibração.

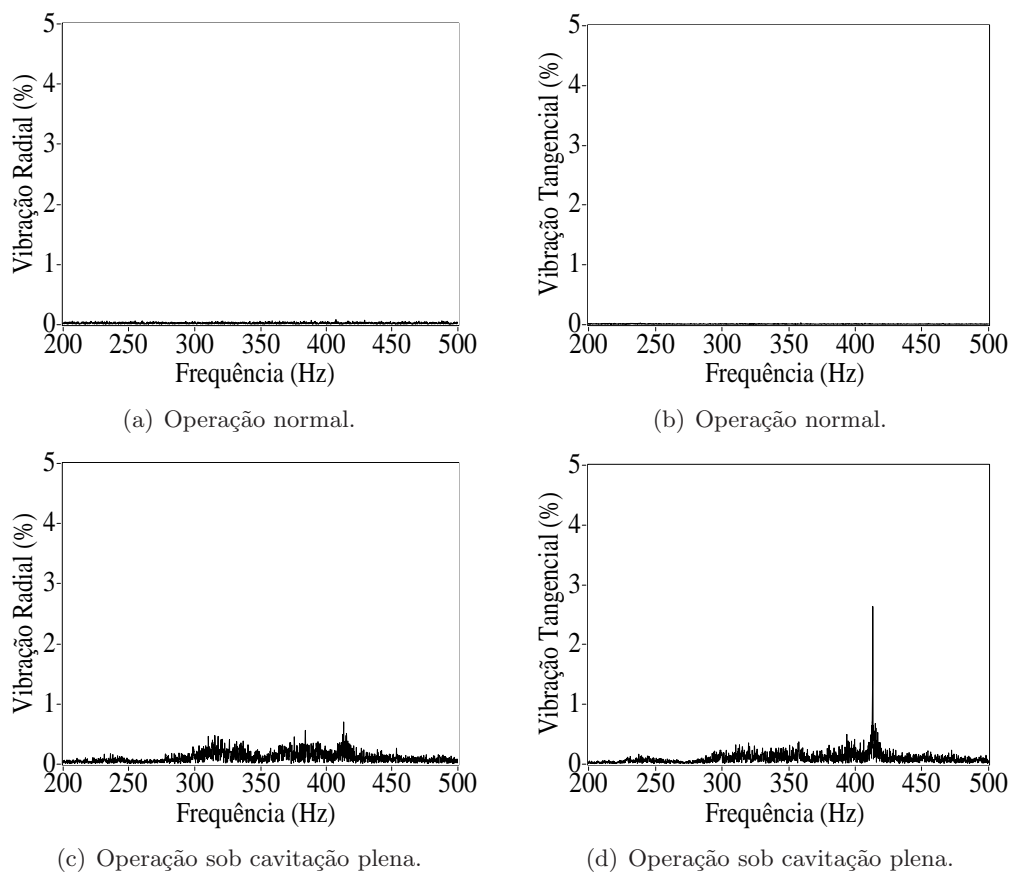


Figura 5.10: Espectro de frequências dos sinais de vibração nas direções radial e tangencial para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).

Os espectros dos sinais de corrente e tensão de estator exibidos na Figura 5.11 estão ampliados em torno da componente fundamental do motor. Como abordado no Capítulo 3, uma vez que o motor possui faixa de passagem restrita, a componente de

frequência de passagem das lâminas é bastante atenuada no sinal de corrente e não é possível de ser medida com a instrumentação disponível neste trabalho. Sendo assim, a faixa de frequência pesquisada foi aquela em torno da componente fundamental do sinal de corrente. As componentes laterais que surgem em torno dessa frequência decorrem de outros fenômenos hidráulicos que ocorrem na operação da bomba centrífuga ao operar sob cavitação. Como apresentado em (Durocher e Feldmeier 2004), essa faixa de frequências pode, também ser utilizada para detecção do fenômeno de cavitação. Ao observar o espectro do sinal de corrente, percebe-se que há um aumento do ruído espectral em torno da componente fundamental quando a bomba entra em cavitação. A referência ora citada faz uso da média dessas componentes como variável de indicação do fenômeno. Comparando-se esse sinal com os demais, fica evidenciada a dificuldade de se trabalhar com ele, pois, ao invés de uma componente específica, a detecção de cavitação através da corrente requer o processamento de uma faixa de frequências e não de uma componente específica como ocorre com as demais variáveis de indicação.

5.4.3 Transição da Cavitação Plena para a Condição Normal

Os resultados referentes à transição entre o regime de cavitação plena e a operação normal da bomba são apresentados nas Figuras 5.12 – 5.18. Através deles é possível avaliar a correlação entre o conjugado de carga estimado e as outras variáveis de indicação de uso comum na detecção do fenômeno. Foi utilizada a frequência de passagem das lâminas, IPF (Impeller Passing Frequency), como sendo indicativa do fenômeno.

A Figura 5.12 mostra a evolução da componente IPF presente no sinal de pressão de recalque com a saída do regime de cavitação. Como pode ser observado, há um aumento da amplitude da componente até uma vazão de cerca de 39 m³/h. A partir daí, a componente volta a diminuir até que a operação normal seja atingida. Esse comportamento é análogo ao obtido em (Jensen e Dayton 2000). Nesta referência, o sinal monitorado é a pressão dinâmica a entrada da bomba. Dada a diferença entre os sinais, a evolução se dá em sentido inverso (redução ao invés de aumento).

A Figura 5.13 mostra a evolução da componente IPF presente no sinal de pressão de sucção com a saída do regime de cavitação. Em relação ao sinal de pressão de recalque, a evolução se dá em sentido inverso até uma vazão de cerca de 45 m³/h. A partir dessa vazão, o ruído espectral aumenta e não é mais possível detectar a presença da componente.

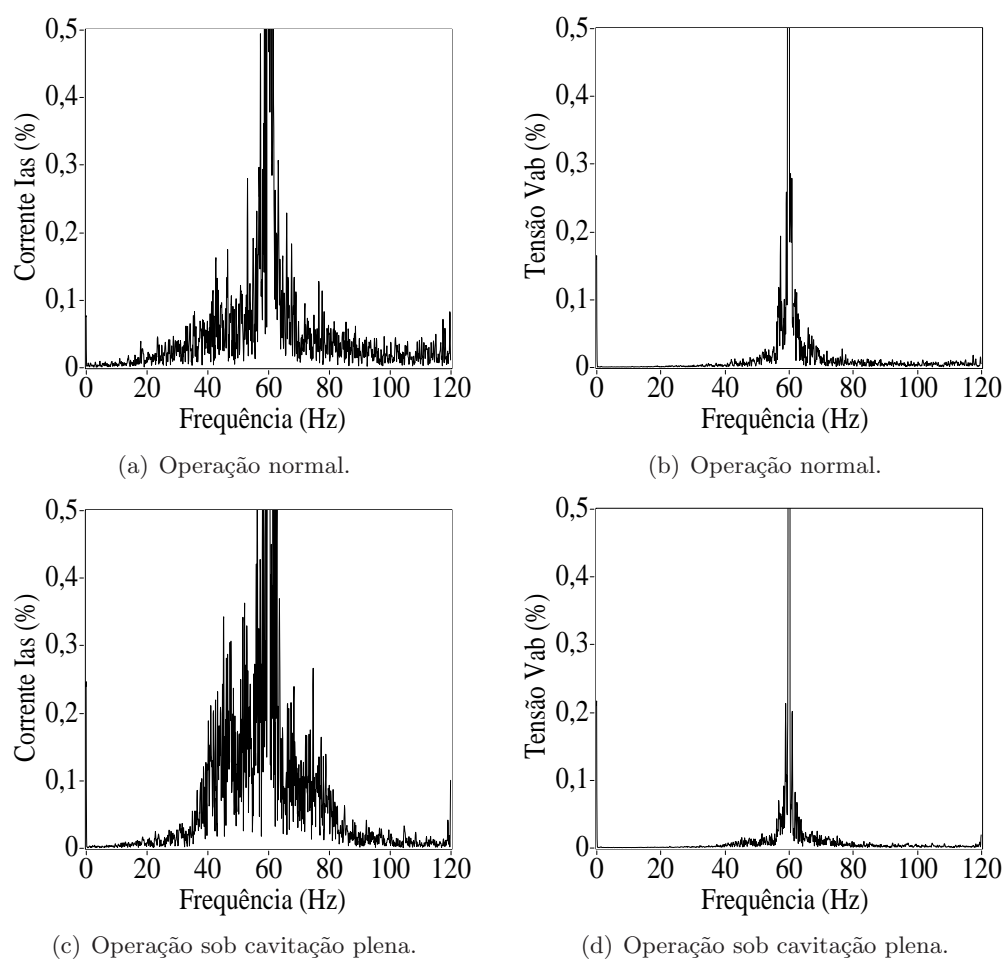


Figura 5.11: Espectro de frequências dos sinais de corrente de estator e tensão de estator para as condições de operação normal ((a) e (b)) e sob cavitação plena ((c) e (d)).

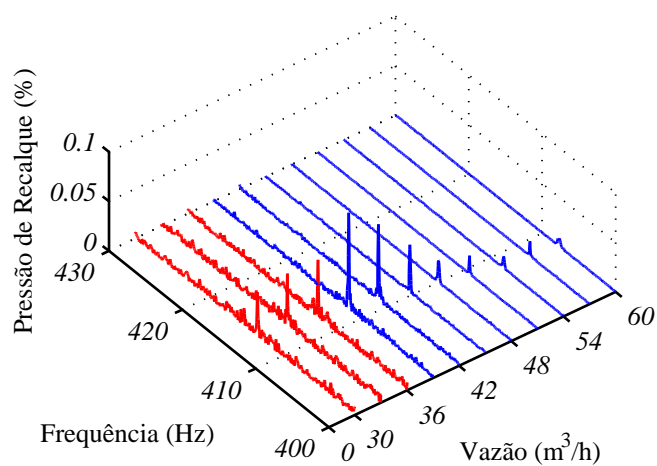


Figura 5.12: Evolução da Pressão de Recalque durante o processo de saída da cavitação.

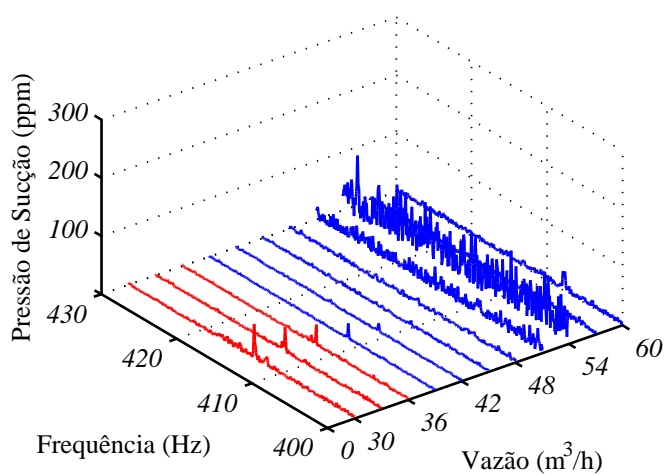


Figura 5.13: Evolução da Pressão de Sucção durante o processo de saída da cavitação.

A Figura 5.14 mostra a evolução da componente IPF presente no sinal de vibração tangencial com a saída do regime de cavitação. O sinal comporta de maneira semelhante ao sinal de pressão de sucção. É possível notar a redução da componente até uma vazão de cerca de 48 m³/h. A partir dessa vazão, só é possível notar a presença de ruído espectral.

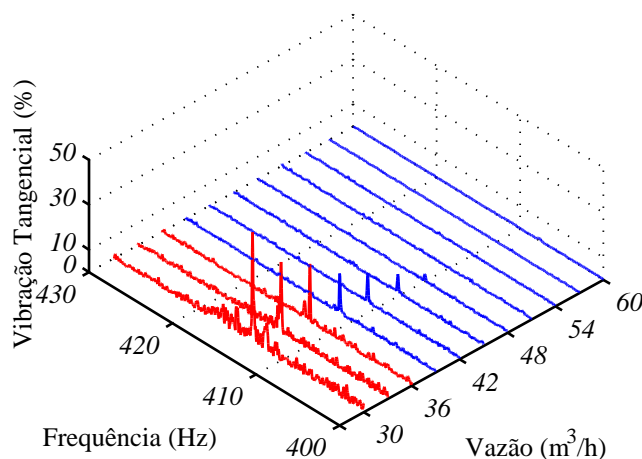


Figura 5.14: Evolução do sinal de Vibração na direção tangencial à circunferência da bomba durante o processo de saída da cavitação.

A Figura 5.15 mostra a evolução da componente IPF presente no sinal de vibração radial com a saída do regime de cavitação. Diferentemente da componente tangencial, não é possível perceber qualquer tendência na evolução da componente. Isso torna o sinal inadequado para a detecção através da componente IPF.

As Figuras 5.16 e 5.17 mostram a evolução da componente IPF presentes, respectivamente, nos sinal conjugado de carga e de velocidade estimados. Nota-se que na faixa de vazões que vai de 30 a 39 m³/h a componente IPF presente em ambos os sinais apresenta uma redução do seu valor. O comportamento é análogo aos sinais de vibração tangencial e de pressão de sucção. Acima dessa vazão, o espectro mostra o aumento da amplitude do ruído ao longo de toda a faixa o que impossibilita o monitoramento da componente IPF. Este tipo de comportamento também ocorre com o sinal de pressão de sucção, porém em vazões mais elevadas. Essa coincidência indica que há uma grande probabilidade de que o ruído tenha origem em fenômenos hidráulicos relacionados à operação da bomba. Há que se destacar, ainda, a ocorrência de algumas instabilidades durante a execução do ensaio e identificadas posteriormente. Foi observada a entrada de ar na válvula de sucção e a ocorrência de ruídos sonoros de natureza diferentes daqueles identificados no processo normal de cavitação.

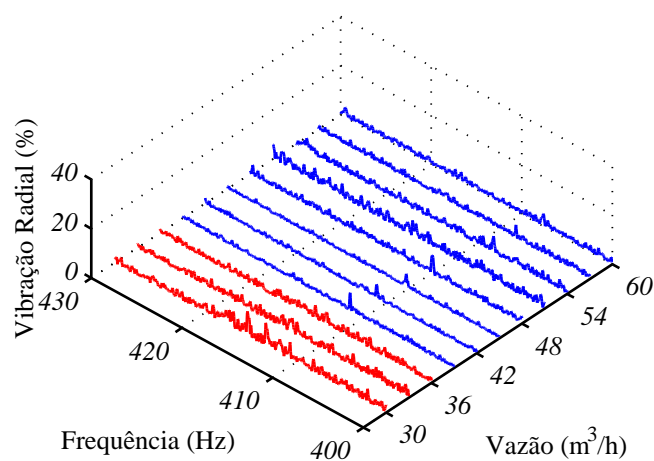


Figura 5.15: Evolução do sinal de Vibração na direção do raio da circunferência da bomba durante o processo de saída da cavitação.

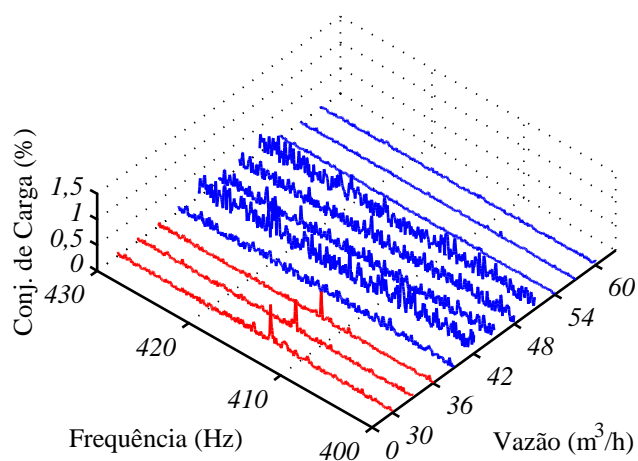


Figura 5.16: Evolução do sinal de Conjugado de Carga Estimado durante o processo de saída da cavitação.

Com o intuito de estabelecer uma correlação com os sinais de pressão e de vibração tangencial, traçou-se os gráficos da Figura 5.18. Dada a impossibilidade de se medir os sinais de conjugado de carga e velocidade acima dessa faixa, foram utilizados apenas os três primeiros pontos do ensaio. Nota-se na faixa apresentada nos gráficos, que o conjugado de carga e a velocidade apresentam a mesma tendência que o sinal de vibração e estão fortemente correlacionados a ele. Esta tendência é oposta ao sinal de pressão de recalque.

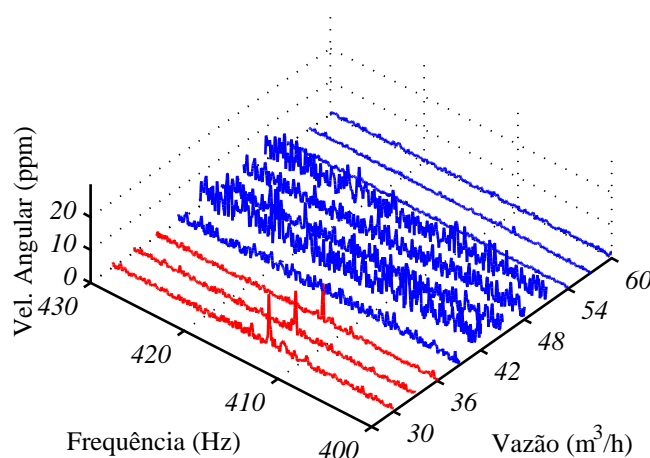


Figura 5.17: Evolução do sinal de Velocidade Angular Estimada durante o processo de saída da cavitação.

5.5 Conclusões

Foi desenvolvido um estudo de caso onde se aplicou a ferramenta L.T.S.A. na detecção do fenômeno de cavitação em bombas centrífugas. A teoria subjacente e os ensaios realizados foram descritos e resultados experimentais apresentados e analisados.

Através dos resultados apresentados pode-se dizer que a ferramenta L.T.S.A. apresentou comportamento muito próximo daqueles apresentados por sensores de vibração e de pressão normalmente utilizados neste tipo de aplicação. A grande vantagem da L.T.S.A. em relação à ferramenta M.C.S.A. é a possibilidade de se utilizar uma única componente para se detectar o fenômeno. Como visto ao longo do texto, no caso da M.C.S.A., o fenômeno só pode ser detectado através do processamento de uma faixa ampla de frequências em torno da componente fundamental. Em relação aos sensores de pressão normalmente empregados, o uso do encoder e dos sensores de tensão e

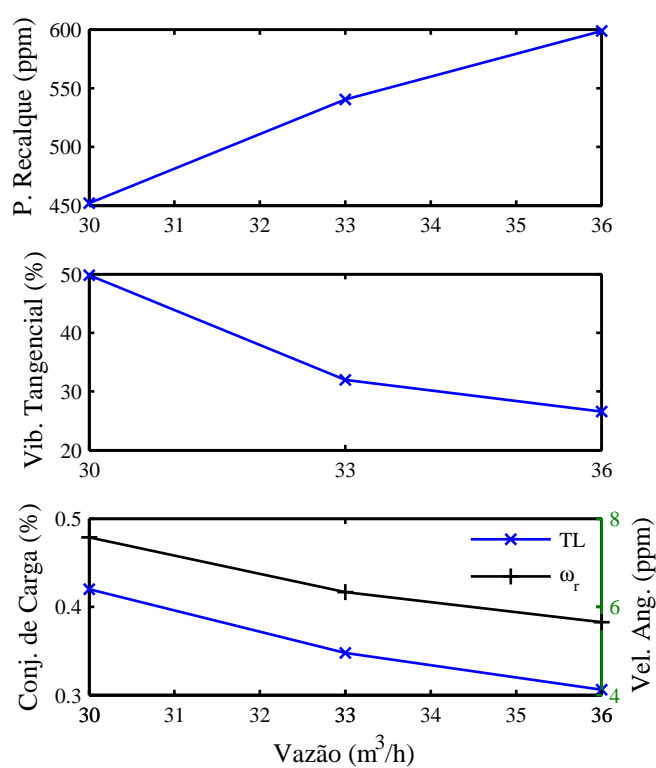


Figura 5.18: Comparação entre os sinais de Pressão de Recalque, Vibração e Conjugado de Carga durante o processo de saída da cavitação.

corrente presentes no acionamento não apresentam alguns dos problemas hidráulicos frequentes em sensores de pressão como vazamento, corrosão e outros.

Apesar dessas vantagens, a ferramenta L.T.S.A. requer um processamento um pouco mais pesado que os demais sinais. Na aplicação aqui realizada, observou-se, ainda, que o aumento da resolução do encoder seria capaz de trazer redução no ruído e melhoria da sensibilidade do sinal de conjugado de carga estimado.

Em síntese, pode-se afirmar que a L.T.S.A. é uma ferramenta alternativa que tem grande potencial de ser utilizada em complementação a outras ferramentas e em situações onde o desempenho da M.C.S.A. e de outras técnicas é deficiente.

Capítulo 6

Conclusões e Proposta de Continuação

A proposta deste trabalho foi a de desenvolver uma ferramenta de auxílio que, empregando o motor de indução como transdutor da própria carga acionada, pudesse ser utilizada na detecção de faltas mecânicas. A importância deste tópico e a motivação deste trabalho foram expostos no Capítulo 1 deste texto.

Como etapa preliminar ao desenvolvimento da ferramenta citada, foram estudados no Capítulo 2, os tipos de esforços e as técnicas convencionais correntemente utilizadas na detecção de faltas em cargas mecânicas. Ênfase foi dada às técnicas que utilizam os sinais de vibração e corrente elétrica pelo fato de serem esses sinais os de maior interesse neste trabalho. Os estudos do capítulo procuraram explicitar as características dos sinais de indicação de faltas, seus pontos fortes e limitações. Com base neste estudo, pôde-se constatar que as correntes elétricas de estator, principalmente as bandas laterais dessas correntes, são sinais de indicação de faltas bastante utilizados em uma série de aplicações. Trata-se de um sinal que, geralmente, já está disponível no acionamento e cuja medição e processamento são extremamente simples e de baixo custo. Apesar dessas características bastante atrativas, foram observadas algumas limitações do motor como a faixa de passagem estreita para sinais alternados de conjugado de carga, a atenuação por parte de dispositivos de acoplamento e a dificuldade de se distinguir faltas de origens diferentes produzindo espectros de frequências semelhantes.

Motivado pelas características promissoras do motor no desempenho da função de transdutor de conjugado, apontadas no Capítulo 2, estudou-se no Capítulo 3 os fenômenos subjacentes ao processo de conversão de componentes torcionais de conjugado de carga em perturbações nas variáveis elétricas do motor. Utilizando uma

modelagem de pequenos sinais e funções de transferência, procurou-se descrever as relações entre o conjugado de carga e os principais sinais do motor. Um estudo das incertezas geradas no processo de medição indireta do conjugado para fins de detecção de faltas foi realizado. O estudo mostrou que há diferentes níveis de sensibilidade ao conjugado de excitação por parte das componentes de corrente e da velocidade angular do motor. Além disso, a influência de cada parâmetro e das condições ambientais na incerteza de medição foi levantada. A faixa de passagem restrita a algumas dezenas de hertz, prevista no Capítulo 2, foi confirmada pelos estudos feitos no Capítulo 3. Ao fim do capítulo foi estabelecido um paralelo entre a operação em malha fechada do motor e o comportamento de transdutores em malha fechada. Essa semelhança de comportamento lançou as bases da ferramenta de auxílio à detecção apresentada no Capítulo 4.

O problema de faixa de passagem estreita do motor em malha aberta é atacado no Capítulo 4 através da proposição de uma ferramenta de auxílio à detecção de faltas baseada em um observador de velocidade de topologia simples. O espectro de frequências do conjugado de carga estimado por esse observador é utilizado como variável de indicação de faltas. A ferramenta é testada frente a diversas não-idealidades de medição através de simulações e da realização de experimentos em uma bancada dinâmométrica. Observou-se que apesar de ser influenciada pelas não-idealidades de medição, o desempenho apresentado pela ferramenta torna-a capaz de ser aplicada em situações onde técnicas de detecção de faltas baseadas exclusivamente no sinal de corrente elétrica não apresentam desempenho satisfatório.

Por fim, realiza-se no Capítulo 5 um estudo de caso onde se aplica a ferramenta no auxílio à detecção do fenômeno de cavitação em bombas centrífugas. Os resultados apresentados mostraram que a ferramenta apresenta em relação à M.C.S.A., entre outras vantagens, a capacidade de detectar o fenômeno através de apenas uma componente espectral. Além disso, diferentemente da corrente elétrica, essa componente espectral não se encontra próxima a outras frequências produzidas por outras anomalias como é o caso daquelas frequências geradas na M.C.S.A..

6.1 Proposta de Continuação

O trabalho até aqui realizado resultou na avaliação de aspectos importantes relacionadas ao uso do motor de indução como transdutor de conjugado e no desenvolvimento de uma ferramenta de auxílio à detecção de faltas em cargas mecânicas por ele acionadas. Embora tenham sido dados passos importantes na direção de se construir

um sistema de detecção de faltas que seja capaz de operar de forma integrada ao acionamento elétrico e dispensando a instalação de sensores convencionais na carga mecânica, várias questões foram levantadas ao longo dos capítulos e que merecem ser aprofundadas. Acredita-se que a continuação deste trabalho deva contemplar, entre outras propostas:

- Implementação da ferramenta desenvolvida em acionamentos reais (testes de campo);
- Aprofundamento dos estudos voltados para o aproveitamento do fenômeno de modulação da corrente por excentricidades do rotor na detecção de faltas em cargas mecânicas;
- Inclusão de não-idealidades construtivas como assimetrias de rotor, harmônicos de ranhura, excentricidades e outras no modelo utilizado do motor e avaliação do seu impacto na medição indireta de oscilações de conjugado;
- Aprofundamento dos estudos voltados para análise do motor como transdutor de conjugado em acionamentos com inversores de frequência;
- Avaliação do impacto dos sistemas de acoplamento na transmissão das perturbações de conjugado ao eixo do motor;
- Investigação de outras estruturas de estimadores de conjugado de carga, incluindo aquelas que dispensem a instalação de sensores de posição e/ou velocidade;
- Teste da ferramenta L.T.S.A. na detecção de outros tipos de faltas diferentes da cavitação, em bombas centrífugas, e em outros tipos de acionamentos elétricos;
- Desenvolvimento de um algoritmo de detecção de faltas em bombas centrífugas baseado na ferramenta L.T.S.A. para incorporação no hardware de processamento de sinais de inversores de frequência;
- Implementação e avaliação da ferramenta L.T.S.A. em um acionamento com encoder sem fio (“wireless”);
- Complementação da ferramenta para a realização de diagnóstico automatizado de faltas;
- Avaliação de outras técnicas de processamento de sinais diferentes da análise espectral via transformada rápida de Fourier – FFT;

- Melhoria do sistema de condicionamento de sinais com vistas a reduzir a incerteza global do sistema de medição de conjugado e reduzir o “ripple” no conjugado produzido pela resolução insuficiente do encoder incremental;
- Melhoria dos modelos de medição utilizados ao longo do texto com vistas a melhorar a qualidade das medições e reduzir as incertezas associadas.

Tendo em vista que outros estudantes estão sendo engajados na continuação deste trabalho junto ao LAI – Laboratório de Aplicações Industriais da UFMG – e que se vislumbra a realização de testes de campo em plantas reais, outros tópicos de pesquisa certamente serão agregados às propostas de continuação deste trabalho.

Apêndice A

Descrição do Hardware Utilizado no Condicionamento dos Sinais

O condicionamento dos sinais utilizados nos sistemas de monitoração da bancada dinamométrica do LAI – Laboratório de Aplicações Industriais – e da bancada de movimentação de fluidos do CPH – Centro de Pesquisas Hidráulicas e Recursos Hídricos – foi feito através do hardware descrito a seguir. Com vistas a otimizar os recursos financeiros, buscou-se, no projeto deste sistema de condicionamento de sinais, aproveitar os sensores, transdutores e demais componentes disponíveis nos laboratórios onde as bancadas foram montadas/utilizadas.

A monitoração da bancada dinamométrica do LAI, Figura 3.21, descrita no Capítulo 3, requereu a medição das seguintes variáveis:

- correntes das três fases do motor;
- tensões das três fases do motor;
- posição angular do eixo do motor;
- sinais de vibração de um dos motores.

A monitoração da bancada de movimentação de fluidos do CPH, Figura 5.4, descrita no Capítulo 5, requereu, além da medição das variáveis itemizadas acima, a medição das seguintes variáveis de natureza hidráulica:

- pressão de sucção (entrada da bomba);
- pressão de recalque (saída da bomba);
- vazão;

Portanto, fez-se necessário o condicionamento e medição de doze sinais, sendo: três sinais de tensão, três sinais de corrente, dois sinais de vibração, dois sinais de pressão e um sinal de vazão. Seguindo a filosofia de redução de custos e aproveitamento dos componentes disponíveis, optou-se por projetar um sistema único e portátil que pudesse ser facilmente configurado para utilização em ambos os laboratórios. Como as tensões eram iguais e a potência dos motores utilizados eram próximas (motor do CPH: 7,5 cv, motor do LAI: 10 cv) foi possível atender essa proposta.

Foi construído um sistema modular onde PCI's (placas de circuito impresso) projetadas para condicionar cada um dos sinais citados acima foram montadas e agrupadas em uma placa de montagem acondicionada em uma caixa de PVC disponível no mercado para esse tipo de aplicação. Essa caixa de medição foi dotada de tomadas, conectores e placa de conexão de sinais que permitiam o seu rápido acoplamento aos motores dos laboratórios e a cartões de aquisição de dados. Uma foto desse sistema de condicionamento de sinais é mostrada na Figura A.1.



Figura A.1: Foto da caixa contendo o hardware de condicionamento de sinais utilizado na monitoração das bancadas.

Os sinais de saída de cada um dos sensores passam por operações de condicionamento para que excursionem em uma das faixas de tensões de entrada do cartão de aquisição de dados. No presente caso, este cartão de aquisição de dados era um exemplar do modelo PCI 6229 comercializado pela empresa National Instruments^{MR}. Esse cartão possui, entre outros recursos, 16 canais A/D diferenciais e 4 contadores digitais. Os onze sinais analógicos citados anteriormente, após condicionamento para a faixa de ± 5 V foram conectados aos canais A/D do cartão. O sinal do encoder com saída do tipo

diferencial passou por um condicionamento diferente, como explicado mais adiante neste apêndice.

Todas as PCI's utilizadas para condicionar os sinais dos sensores analógicos seguem o mesmo padrão funcional. São realizadas, em sequência, operações de amplificação, filtragem anti-falseamento e limitação do sinal para evitar sobretensões na placa de aquisição de dados. Um diagrama funcional destas placas é mostrado na Figura A.2. Para fins de ilustração, é mostrado na Figura A.3 um esquemático da placa de condicionamento do sinal de corrente incluindo o circuito de proteção contra sobretensões no cartão de aquisição de dados.

A corrente é medida através de um sensor do tipo efeito Hall, modelo LA-55P fabricado pela LEM^{MR}. As operações de amplificação e filtragem são implementadas através de um circuito integrado modelo UAF42 enquanto que a proteção do cartão de aquisição de dados contra sobretensões na entrada é implementada por um circuito grampeador a diodos.

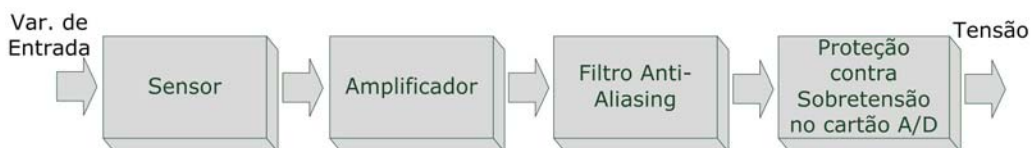


Figura A.2: Condicionamento dos sinais de saída dos sensores incluindo a proteção contra sobretensões na placa de aquisição de dados.

Como os sinais de saída do sensor de posição angular (encoder incremental) são sinais pulsados do tipo diferencial (“differential line driver”), o condicionamento foi feito através de circuitos com entrada diferencial (“differential line receiver”). O circuito integrado DS26LS32A que é uma das várias opções disponíveis no mercado foi utilizado neste trabalho. Este circuito converte os sinais diferenciais de tensão aplicados em suas entradas para tensões referenciadas a um único ponto comum (“single ended”). Essa é a forma aceita pelos contadores digitais do cartão de aquisição de dados utilizado. Um diagrama funcional desta operação de condicionamento e um esquemático da placa montada são mostrados, respectivamente, nas Figuras A.4 e A.5. Observa-se na Figura A.5 que, além do circuito de recepção de sinais, a PCI implementa também um circuito capaz de reverter os sinais de volta para o formato diferencial. Propiciado pelo circuito integrado MM88C30N, esse recurso é interessante, pois possibilita a utilização

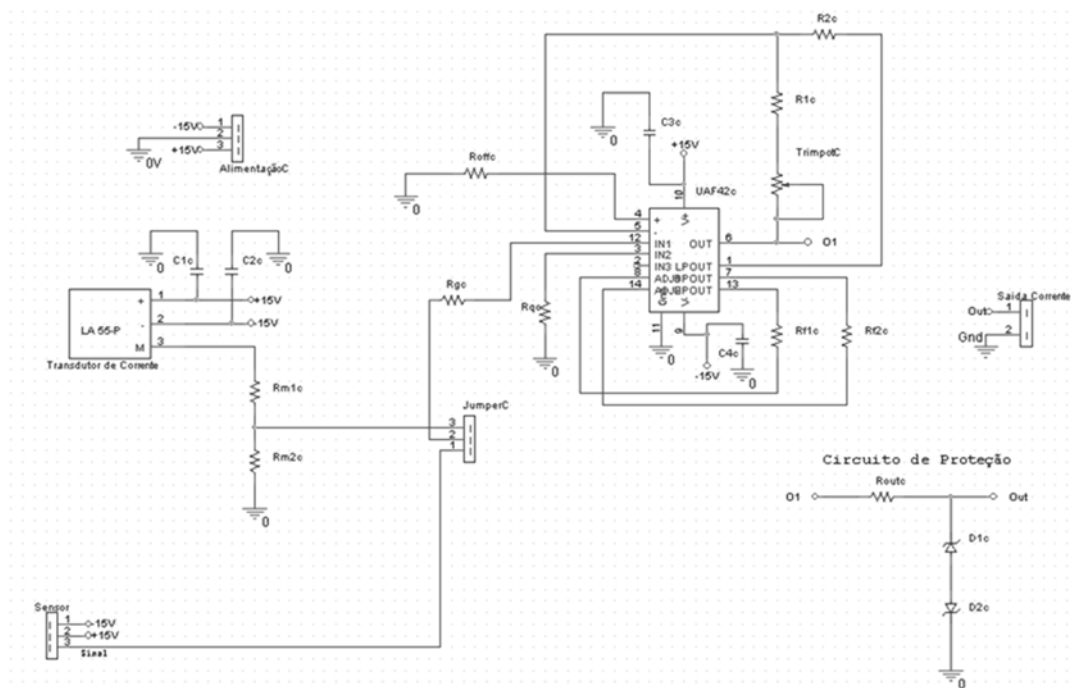


Figura A.3: Esquemático da PCI de condicionamento de sinais de corrente.

do sinal para outras finalidades, como por exemplo o controle de velocidade do motor através de um inversor de frequência.

A seção seguinte descreve, a título de ilustração, o cálculo da incerteza de medição gerada pelo circuito de condicionamento do sinal de corrente. A avaliação das incerteza associadas aos demais circuitos seguiu a mesma metodologia.

A.1 Incertezas de Medição Associadas ao Circuito de Condicionamento dos Sinais de Corrente Elétrica

Conforme descrito anteriormente, utilizou-se o sensor de efeito Hall modelo LA-55P fabricado pela LEM. Trata-se de um sensor com corrente RMS primária nominal igual a 50 A e relação de transformação de 2000:1. Para atender à medição do motor da bancada de movimentação de fluidos do LAI, cuja corrente nominal era 19,5 A, o sensor foi configurado para ter duas espiras no lado primário. Dessa forma, a f.m.m. do enrolamento primário era de aproximadamente 40 A-espiras. Com esse valor de f.m.m. no primário, a corrente secundária era da ordem de 20 mA. Para converter este valor de corrente em tensão, foi utilizado um resistor de 150 Ω . Este valor corresponde ao limite sugerido pelo fabricante do sensor. Para obter a excursão da tensão na faixa de ± 5 V, foi, portanto, necessária a aplicação de um ganho a este sinal. Este ganho

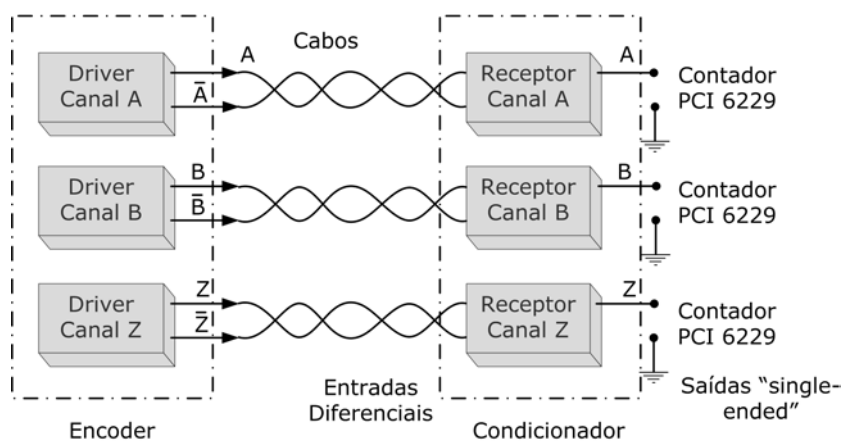


Figura A.4: Diagrama funcional do circuito de condicionamento dos sinais do encoder incremental.

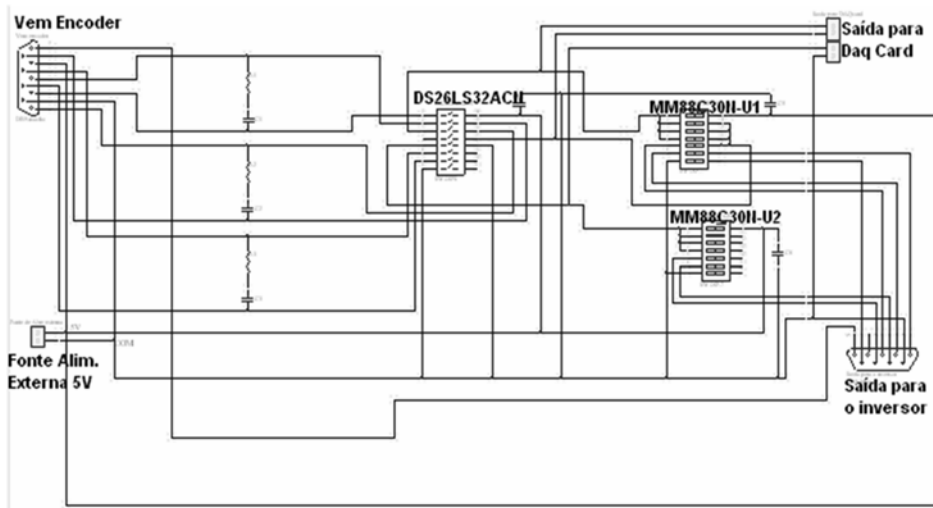


Figura A.5: Esquemático da PCI de condicionamento dos sinais do encoder incremental.

foi implementado através do amplificador operacional disponível no CI UAF42CN.

Consultando a folha de dados do dispositivo LA-55P observou-se que ele é afetado pelas seguintes não-idealidades:

- não-linearidade;
- offset;
- “drift” ou deriva do offset com a temperatura;
- efeito térmico nos resistores.

Considerando todas estas não-idealidades, uma expressão para a tensão de saída pode ser escrita como:

$$V_{out} = [R_m (1 + \alpha\Delta t)] [I_s + I_{off} + I_{drift} + I_{lin}] \quad (\text{A.1})$$

$$= [R_m (1 + \alpha\Delta t)] \left[\frac{N_1}{N_2} (I_P + I_{off} + I_{drift} + I_{lin}) \right] \quad (\text{A.2})$$

Explicitando o mensurando, obtém-se um modelo que nos possibilita avaliar a incerteza de medição:

$$I_P = \frac{N_2/N_1}{R_m (1 + \alpha\Delta t)} V_{out} - I_{off} - I_{drift} - I_{lin} \quad (\text{A.3})$$

Desprezando-se a variação da resistência do resistor com a temperatura por ser esta pequena em comparação com as demais incertezas, o modelo pode ser simplificado para:

$$I_P = \frac{N_2/N_1}{R_m} V_{out} - I_{off} - I_{drift} - I_{lin} \quad (\text{A.4})$$

Aplicando a LPU, obtém-se:

$$u(I_P)^2 = \left(-\frac{N_2}{N_1} \frac{V_{out}}{R_m^2} \right)^2 u(R_m)^2 + \left(\frac{N_2/N_1}{R_m} \right)^2 u(V_{out})^2 + u(I_{off})^2 + u(I_{drift})^2 + u(I_{lin})^2 \quad (\text{A.5})$$

A. Descrição do Hardware Utilizado no Condicionamento dos Sinais 163

Dividindo-se ambos os membros da equação por I_P^2 e arranjando-se os termos, obtém-se a seguinte expressão para a incerteza relativa:

$$\left(\frac{u(I_P)}{I_P}\right)^2 = \left(\frac{u(R_m)}{R_m}\right)^2 + \left(\frac{u(V_{out})}{V_{out}}\right)^2 + \left(\frac{u(I_{off})}{I_P}\right)^2 + \left(\frac{u(I_{drift})}{I_P}\right)^2 + \left(\frac{u(I_{lin})}{I_P}\right)^2 \quad (\text{A.6})$$

$$\left(\frac{u(I_P)}{I_P}\right) = \sqrt{\left(\frac{0,01}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,0005}{2}\right)^2 + \left(\frac{0,004}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,012}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,0015}{2}\right)^2} = 93 \times 10^{-4} \quad (\text{A.7})$$

Considerando-se distribuição Gaussiana para o resultado, a incerteza expandida é dada por:

$$\frac{U(I_P)}{I_P} = 2 \times \frac{u(I_P)}{I_P} = 2 \times (93 \times 10^{-4}) = 1,9 \times 10^{-2} = 1,9\% \quad (\text{A.8})$$

É importante destacar que a incerteza ora obtida encontra-se subestimada. Isso se deve ao fato de não terem sido incluídas no modelo de medição as componentes de correção para não-idealidades dos amplificadores e do filtro passa-baixas com função anti-aliasing.

Referências

- Al-Hashmi, S. A., F. Gu, Y. Li, A. D. Ball, T. Fen, e K. Lui (2004, July). Cavitation detection of a centrifugal pump using instantaneous angular speed. In *Proceeding of ESDA 2004 - 7th Biennial ASME Conference on Engineering Systems and Analysis*, Manchester, UK, pp. 19–22. ASME.
- Alfayez, L., D. Mba., e G. Dayson (2005). The application of acoustic emission for detecting incipient cavitation and the best efficiency point of a 60 kw centrifugal pump: case study. *NDT and E International* 38, 354–358.
- Almeida, M. T. (1996). Manutenção preditiva: Confiabilidade e qualidade.
- Baccarini, L. M. R. (2005, Julho). *Detecção e diagnóstico de falhas em motores de indução*. Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica - Escola de Engenharia - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG. Brazil.
- Beebe, R. (1998). Condition monitoring of pumps can save money. <http://www.globalmaint.com/conditionmon.htm>.
- Benbouzid, M. E. H. e G. B. Kliman (2003, June). What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis? *IEEE Transactions on Energy Conversion* 18(2), 238–244.
- BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, e OIML (2003). *Guia para a Expressão da Incerteza de Medição (Guide to the Expression of the Measurement Uncertainty)* (3ª ed.). Rio de Janeiro, RJ, Brasil.: ABNT, INMETRO.
- Blodt, M., M. Chabert, J. Regnier, e J. Faucher (2006, November/December). Mechanical load fault detection in induction motors by stator current time-frequency analysis. *IEEE Transactions on Industry Application* 42(6), 1454–1463.
- Blodt, M., J. Regnier, e J. Faucher (2009, November/December). Distinguishing load torque oscillations and eccentricity faults in induction motors using stator current wigner distributions. *IEEE Transactions on Industry Application* 45(6), 1991–2000.

- Bonaldi, E., L. Oliveira, e J. G. B. Silva (2008, December). Detecting load failures using the induction motor as a transducer. In *10th Intl. Conf. on Control, Automation, Robotics and Vision*, Hanoi, Vietnam, pp. 196–199. IEEE: IEEE.
- Byington, C. S., M. Watson, D. Edwards, e B. Dunkin (2003). In-line health monitoring health monitoring system for hydraulic pumps and motors. In *Proceedings of the 2003 IEEE Aerospace Conference*, pp. 3279–3287. IEEE.
- Corbo, M. A., D. B. Stefanko, e R. A. Leishear (2002). Practical use of rotodynamic analysis to correct a vertical long shaft pump’s whirl problem. In *Proceedings of the 19th International Pump Users Symposium*, Houston, TX, USA, pp. 107–120. Texas A&M University.
- Cox, M. G. e B. R. L. Siebert (2006). The use of a monte carlo method for evaluating uncertainty and expanded uncertainty. *Metrologia* (43), S178–S188.
- Cox, R. W. (2006, September). *Minimally Intrusive Strategies for Fault Detection and Energy Monitoring*. Ph. D. thesis, Massachusetts Institute of Technology, USA.
- Cudina, M. (2003). Detection of cavitation phenomenon in a centrifugal pump using audible sound. *Mechanical Systems and Signal Processing* 17(6), 1335–1347.
- Cunha, C. M. e B. J. Cardoso Filho (2003). A simple and efficient method to simulate induction machines with rotor asymmetries. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003 - IEMDC’03.*, 703–708.
- Cunha, C. M., R. O. C. Lyra, e B. J. Cardoso Filho (2005, January/February). Simulation and analysis of induction machines with rotor asymmetries. *IEEE Transactions on Industry Applications* 41(1), 18–24.
- Devaney, M. J. e L. Eren (2004, December). Detectin motor bearing faults: Monitoring an induction motor’s current and detecting bearing failure. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine* 7(4), 30–36.
- Dimla, D. (2004). The impact of cutting conditions on cutting forces and vibration signals in turning with plane face geometry inserts. *Journal of materials processing technology* 155-156, 1708–1715.
- Dimla, D. E. (2000). Sensor signals for tool-wear monitoring in metal cutting operations a review of methods. *Machine tools and manufacture* 40, 1073–1098.
- Doebelin, E. O. (1990). *Measurement Systems* (4 ed.). McGraw Hill.
- Dorrel, D. G., W. T. Thomson, e S. Roach (1997, January/February). Analysis of airgap flux, current and vibration signals as a function of the combination of

- static and dynamic eccentricity in 3-phase induction motors. *IEEE Transactions on Industry Application* 33(1), 24–34.
- Dragomir-Daescu, D., A. A. AI-khalidy, M. Osama, e G. Kliman (2003, August). Damage detection in refrigerator compressors using vibration and current signatures. In *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003.*, Atlanta, GA, USA., pp. 24–26. IEEE: IEEE.
- Dubey, G. K. (2009). *Fundamentals of Electrical Drives* (2nd ed.). Harrow, U.K.: Alpha Science.
- Durocher, D. B. e G. R. Feldmeier (2004, September/October). Predictive versus preventive maintenance - future control technologies in motor diagnosis and system wellness. *IEEE Industry Applications Magazine* 10(5), 12–21.
- Ericsson, S., N. Grip, E. Johansson, L.-E. P. R. Sjobergb, e J.-O. Stromberg (2005). Towards automatic detection of local bearing defects in rotating machines. *Mechanical Systems and Signal Processing* 19, 509–535.
- Filippetti, F., G. Grellet, G. Salles, G. Franceschini, e C. Tassoni (1998). Monitoring of induction machines load torque disturbances: An alternative nn-based method. In *The 1998 IEEE Thirty-Third IAS Annual Meeting - Industry Applications Conference*, pp. 103–110. IEEE: IEEE.
- Fraden, J. (2004). *Handbook of Modern Sensors - Physics, Designs and Applications* (3rd. ed.). New York, USA: Springer Verlag.
- Franklin, G., J. Powell, e M. Workman (1990). *Digital Control of Dynamic Systems* (third edition ed.). Menlo Park, California, USA: Addison-Wesley.
- Gu, F., Y. Shao, N. Hu, A. Naid, e A. D. Ball (2011). Electrical motor current signal analysis using a modified bispectrum for fault diagnosis of downstream mechanical equipment. *Mechanical System and Signal Processing* 25, 360–372.
- Habetler, T. G., R. G. Harley, R. M. Tallam, S.-B. Lee, R. Obaid, e J. Stack (2002, October). Complete current-based induction motor condition monitoring: stator, rotor, bearings and load. In *VIII IEEE International Power Electronics Congress Technical Proceedings. CIEP 2002.*, Guadalajara, Mexico., pp. 3–8. IEEE.
- Harihara, P. P. e A. G. Parlos (2006, November). Sensorless detection of cavitation in centrifugal pumps. In ASME (Ed.), *2006 ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, Chicago, Illinois, USA, pp. 1–6. ASME: ASME.

- Harke, M. C. e R. D. Lorenz (2007). The spatial effect and compensation of current sensor gain deviation for three-phase three-wire systems. In *Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007*, pp. 435 – 441. IEEE: IEEE.
- Holtz, J. Quan, J. (2003, July/August). Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors. *IEEE Transactions on Industry Application* 39(4), 1052–1060.
- IEEE (1997). *IEEE 429 std. - Golden Book*. IEEE.
- IEEE (2004, November). *IEEE Std 112-2004: IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators (Revision of IEEE Std 112-1996)*. New York, USA.: IEEE.
- Jantunen, E. (2002). A summary of methods applied to tool condition monitoring in drilling. *Machine tools and manufacture* 42, 997–1010.
- JCGM, BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, e OIML (2008). *Evaluation of Measurement Data – Supplement 1 to the “Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement” – Propagation of Distributions Using the Monte Carlo Method* (1st. ed.). Sèvres, France: BIPM.
- Jemielniak, K. (1999). Commercial tool condition monitoring systems. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 15, 711–721.
- Jensen, J. e K. Dayton (2000, abr-jun). Detecting cavitation in centrifugal pumps - experimental results of the pump laboratory. *ORBIT* 29, 26–30.
- Kallesoe, C. S., R. Izadi-Zamanabadi, e H. R. e Vincent Cocquempot (2004, September). Model based fault diagnosis in a centrifugal pump application using structural analysis. In *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications*, Taipei, Taiwan, pp. 1229–1235. IEEE.
- Kar, C. e A. Mohanty (2006). Monitoring gear vibrations through motor current signature analysis and wavelet transform. *Mechanical Systems and Signal Processing* 20, 158–187.
- Karassik, I. J., J. P. Messina, P. Cooper, e C. C. Heald (2000, September). *Pump Handbook* (3th. ed.). New York, U.S.A.: McGraw-Hill Professional.
- Khater, E. (2005., Dezembro). Diagnóstico de falhas em máquinas rotativas através da análise da vibração torcional. <http://www.icapdelrei.com.br>. Acessado em 09 de Dezembro de 2005.
- Kim, H. Y., J. H. Ahn, S. H. Kim, e S. Takata (2002). Monitoring of tool fracture in end milling using induction motor current. *Journal of materials processing*

- technology 124*, 267–273.
- Kovacs, P. K. (1984). *Transient Phenomena in Electrical Machines*. Elsevier.
- Kral, C., T. G. Habetler, e R. G. Harley (2004, July/August). Detection of mechanical imbalances of induction machines without spectral analysis of time-domain signals. *IEEE Transactions on Industry Application* 40(4), 1101–1106.
- Krause, P. C. (1986). *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill Book Company.
- Lorenz, R. D. e K. W. V. Patten (1991, Jul-Aug). High-resolution velocity estimation for all-digital, ac servo drives. *IEEE transactions on Industry Applications* 27(4).
- Mattos, E. E. e R. Falco (1998). *Bombas Industriais* (2ª edição. ed.). Rio de Janeiro, R.J., Brasil.: Editora Interciência Ltda.
- Medeiros Filho, S. (1986). *Fundamentos de Medidas Elétricas* (2ª ed.). Rio de Janeiro, RJ, Brasil.: Editora Guanabara S/A.
- Nepomuceno, L. X. (1985). *Manutenção preditiva em instalações industriais - Procedimentos técnicos*. São Paulo, SP. Brasil: Editora Edgard Blucher Ltda.
- Novotny, D. W. e Lipo (1998). *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Clarendon Press.
- Novotny, D. W. e J. H. Wouterse (1976, July/August). Induction machines transfer functions and dynamic response by means of complex time variables. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-95*(4), 1325–1335.
- Obaid, R. R., T. G. Habetler, e J. R. Stack (2003, Agosto). Stator current analysis for bearing damage detection in induction motors. In *SDEMPED 2003 - Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, Atlanta, GA, USA, pp. 24–26. IEEE: IEEE.
- O'donnell, G., P. Young, K. Kelly, e G. Byrne (2001). Towards the improvement of tool conditioning monitoring systems in the manufacturing environment. *Journal of Materials Processing Technology* 119, 133–139.
- Parrondo, J. L., S. Velarde, e C. Santolaria (1998). Development of a predictive maintenance system for a centrifugal pump. *Journal of Quality in Maintenance Engineering* 4(3), 198–211.
- Raison, B., G. Rostaing, O. Butscher, e C.-S. Maroni (2002, November). Investigations of algorithms for bearing fault detection in induction drives. In *IECON 02: IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, pp. 1696–1701. IEEE: IEEE.
- Rao, S. S. (2009). *Vibrações Mecânicas* (4ª ed.). São Paulo, SP: Pearson Prentice-Hall.

- Rehorn, A. G., J. Jiang, e P. E. Orban (2005). State-of-the-art methods and results in tool condition monitoring: a review. *International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 26, 693–710.
- Riley, C. M., B. K. Lin, e T. G. Habetler (1999, January/February). Stator current harmonics and their causal vibrations: A preliminary investigation of sensorless vibration monitoring applications. *IEEE Transactions on Industry Applications* 35(1), 94–99.
- Rubini, R. e U. Meneghetti (2001). Application of the envelope and wavelet transform analyses for the diagnosis of incipient faults in ball bearings. *Mechanical Systems and Signal Processing* 15(2), 287–302.
- Sahdev, M. (2005a, August). Centrifugal pump: basics concepts of operation, maintenance, and troubleshooting, part i. www.cheresources.com.
- Sahdev, M. (2005b, August). Centrifugal pump: basics concepts of operation, maintenance, and troubleshooting, part ii. www.cheresources.com.
- Salles, G., F. Filippetti, C. Tassoni, G. Grellet, e G. Franceschini (2000, July). Monitoring of induction motor load by neural network techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics* 15(4), 103–110.
- Schmidt, P. e R. D. Lorenz (1992, May/June). Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of dc drives. *IEEE Transactions on Industry Applications* 28(3), 594–599.
- Schoen, R. R., T. G. Habetler, F. Kamran, e R. G. Bartheld (1995, November). Motor bearing damage detection using stator current monitoring. *IEEE Transactions on Industry Application* 31(6), 1274–1279.
- Shin, M., D. Hyun, S. B. Cho, e S. Choe (2000, March). An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics* 15(2), 312–318.
- Sin, M. L., W. L. Soong, e N. Ertugrul (2003, September/October). Induction machine on-line condition monitoring and fault diagnosis - a survey. In *AUPEC2003: Australasian Universities Power Engineering Conference*, Christchurch, New Zealand, pp. 1–6 (CD ROM). University of Canterbury: University of Canterbury.
- Skibinski, G. L., Kerkman, e D. Schlegel (1999, Nov/Dez). EMI emissions of modern pwm drives. *IEEE Industry Application Magazine* 5(6), 47–80.
- Stander, C. J. e P. S. Heyns (2002, January). Using vibration monitoring for local fault detection on gears operating under fluctuating load conditions. *Mechanical*

- Systems and Signal Processing* 16(6), 1005–1024.
- Stern, R. e D. W. Novotny (1978, July/August). A simplified approach to determination of induction machine dynamic response. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-97*(4), 1430 – 1439.
- Stopa, M. M. e B. J. Cardoso Filho (2005). Análise e simulação de um estimador de conjugado de carga adequado à utilização em detecção de faltas. In *Anais do SPGEE'05: Seminário do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*, Belo Horizonte, Brasil, pp. 1–6. PPGEE/UFMG: CPDEE.
- Stopa, M. M. e B. J. Cardoso Filho (2006, November). On-line torque and drawing force estimation in wire drawing process from electric motor variables. In *Conference record of the IEEE industry application conference, 2006. 41st IAS annual meeting.*, Tampa, Florida, USA, pp. 534–540. IEEE Industry Application Society.: IEEE.
- Stopa, M. M. e B. J. Cardoso Filho (2008, May/June). On-line torque and drawing force estimation in wire drawing process from electric motor variables. *IEEE Transactions on Industry Application* 44(3), 915–922.
- Stopa, M. M. e B. J. Cardoso Filho (2010, November). An evaluation of the mcsa method when applied to detect faults in motor driven loads. In IEEE (Ed.), *IECON 2010 - 36th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, U.S.A., pp. 760–765. IEEE: IEEE.
- Stopa, M. M., B. J. Cardoso Filho, e F. H. Vasconcelos (2007, Setembro). Caracterização do motor de indução como sensor da carga mecânica acoplada ao seu eixo. In *Anais do VII SEMETRO: Seminário Internacional de Metrologia Elétrica*, Belo Horizonte, Brasil., pp. 1–6. INMETRO, SBM, RMM, UFMG: INMETRO.
- Sulaiman, F. A., M. A. Baseer, e A. K. Sheikh (2005). Use of electrical power for on-line monitoring of tool condition. *Journal of material processing technology* 166, 364–371.
- Tavner, P. J. (2008). Review of condition monitoring of rotating electrical machines. *IET Electrical Power Applications* 2(4), 215–247.
- Torreira, R. P. (1995). *Bombas, válvulas e acessórios* (1a. ed.). Brasil: Editora Libris.
- Trajin, B., J. Regnier, e J. Faucher (2010). Comparison between vibration and stator current analysis for the detection of bearing faults in asynchronous drives. *IET Electric Power Applications* 4(2), 90–100.

- Vance, J. M. (1988). *Rotordynamics of Turbomachinery*. New York, USA: Wiley-Interscience.
- Venkatasubramanian, V., R. Rengaswamy, e S. N. K. Kewen Yin (2003, April). A review of process fault detection and diagnosis. part i: Quantitative model-based methods. *Computers and Chemical Engineering* 27, 293–311.
- Weg (2011, junho). Biblioteca de cad. http://catalogo.weg.com.br/drawings_2d_3d.
- Wolfram, A., D. Fussel, T. Brune, e R. Isermann (2001, June). Component-based multi-model approach for fault detection and diagnosis of a centrifugal pump. In *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 4443 – 4448. IEEE.
- Xu, M. e R. D. Marangoni (1994). Vibration analysis of a motor - flexibe coupling - rotor system subject to misalignment and unbalance, part i: Theoretical model and analysis. *Journal of sound and vibration* 176(5), 663–679.
- Zhou, W., B. Lu, T. G. Habetler, e R. G. Harley (2009, July/August). Incipient bearing fault detection via motor stator current noise cancellation using wiener filter. *IEEE Transactions on Industry Application* 45(4), 1309–1317.